

E 2040

Michael H



Electrotehnica Electronica Automatica

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA • BUCUREȘTI • ANUL 22 • Nr. 1 • MARTIE 1978

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA

Anul 22

Nr. 1

martie 1978

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA

CUPRINS

CZ 681.17 : 331

CONTROL STATISTIC
METODE
BENEFICII

Lăzăroiu, D.F., Mihalache, A. : Considerații asupra unor principii ale controlului de recepție.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 22, nr. 1, mar 1978, p. 1]

În lucrare s-a elaborat un criteriu de decizie privind alegerea între aplicarea metodelor statistice de control și recepție și aplicarea controlului total. Criteriul permite evaluarea economiilor realizate prin alegerea rațională a timpului de control. Aplicarea lui presupune cunoașterea calității mediei producției.

CZ 621.3.629.3

AUDIOFRECVENȚĂ
CORECTOARE AUTOMATE
TRANZISTOARE MOS-FET

Lăzăroiu, A. : O aplicație a tranzistoarelor cu efect de câmp, de tip MOS (MOS-FET), în audiofrecvență—corectoare automate.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 22, nr. 1, mar 1978, p. 5

Articolul prezintă aplicații practice ale tranzistoarelor cu efect de câmp, MOS (MOS-FET), în domeniul audiofrecvenței, ca elemente de comandă a unor corectoare automate. Sunt descrise două realizări practice de corectoare cu compensare automată a curbei de răspuns, în scopul evitării supramodulației la frecvențe înalte și al măririi inteligibilității vorbirii în sisteme electroacustice.

CZ 621.314.76

TRANZISTOARE BIPOLARE
FRECVENȚE DE TRANZIȚIE

Mihnea, A., Gheorghe, M. : Frecvența de tranziție (f_T) a tranzistoarelor bipolare.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 22, nr. 1, mar 1978, p. 14

În lucrare se deduce o expresie a frecvenței de tranziție la tranzistoarele bipolare, cu un grad de generalitate mai mare prin tratarea globală a întârzierii semnalului în regiunea emitorului, a bazei și a regiunii de sarcină spațială emitor-bază. Pentru măsurarea frecvenței de tranziție se stabilesc condiții de frecvență a semnalului mai puțin restrictive decât cele aplicate în mod uzual.

CZ 681.31

CIRCUITE LOGICE COMBINAȚIONALE
DETECTARE
ALGORITME

Cernău, O., Caușil, I., Chircă, G. : Detectarea erorilor în circuitele logice combinaționale.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 22, nr. 1, mar 1978, p. 20

Lucrarea prezintă algoritme de obținere a testelor pentru erorile circuitelor logice combinaționale bazate pe utilizarea diferențialei booleene.

CZ 681.142.1

COMANDĂ NUMERICĂ
PERTURBAȚII
METODE DE PROTECȚIE

Herman, S. : Unele aspecte ale perturbațiilor la echipamentele de comandă numerică.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 22, nr. 1, mar 1978, p. 27

Se prezintă unele fenomene parazite ce au loc în echipamentele NC, precum și căile de protejare a acestora în funcție de tipul semnalelor perturbatoare.

CZ 620.16

MĂSURARE
REZISTENȚĂ DE CONSTRICȚIE
REZISTIVITATE PLACHETE DE SILICIU

Barbu, Șt., Negoită, M. Gh. : Aspecte ale măsurării rezistivității plachetelor de siliciu prin metoda rezistenței de constricție.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 22, nr. 1, mar 1978, p. 33

Lucrarea reprezintă factorul de structură electrică și influența presiunii asupra razei contactului, pentru măsurarea rezistivității plachetelor de siliciu prin metoda rezistenței de constricție, dându-se curbe de aplicabilitate practică pentru utilizatorii metodei.

NOTE

41

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. doc. st. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei R. S. România; prof. dr. ing. C. APETREI; acad. dr. doc. st. tehn. ing. A. AVRAMESCU; ing. I. BĂTRINA; prof. dr. doc. st. tehn. ing. N. BOȚAN; dr. ing. C. BULUCEA; dr. ing. V. BUNEA; dr. ing. D. BUZNEA; prof. dr. ing. S. CĂLIN; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU; ing. V. CEOCEONICA; prof. dr. doc. st. tehn. ing. V. CORLĂTEANU; prof. dr. ing. T. DORDEA; prof. dr. ing. M. DRĂGANESCU; prof. dr. ing. S. FLOREA; prof. dr. ing. M. HĂNGĂNIUC; prof. dr. doc. ing. G. HOROPAN; ing. I. ILIESCU; prof. dr. ing. D. F. LĂZĂROIU; ing. V. LEFTER; dr. ing. A. MILLEA; prof. dr. doc. st. tehn. ing. C. MOCANU; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE; ing. I. PAPADACHE; prof. dr. doc. ing. C. PENESCU, membru coresp. al Academiei R. S. România; ing. A. POPA; prof. dr. ing. S. PUȘCAȘU; acad. prof. dr. st. tehn. ing. REMUS RADULET; ing. M. SIRBU; dr. ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct; dr. ing. FLORIN TEODOR TANASESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică : GRETA ANDREI

Tehnoredactor : CORNELIA CRISTESCU

Revista „ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA” (E.E.A.), organ al Ministerului Industriei Construcțiilor de Mașini sub îndrumarea Institutului central de cercetări pentru electronică, electrotehnică, automatică, mașini-unelte și mecanică fină, apare în cadrul OFICIULUI DE INFORMARE DOCUMENTARĂ (O.I.D.), al Institutului de cercetări pentru industria electrotehnică, (I.C.P.E.). Articolele propuse spre publicare și cererile de abonamente se vor trimite la O.I.D. București, Calea Victoriei, nr. 133, telefon 50.40.90, int. 190 și 379, plata abonamentelor făcându-se prin mandat poștal pe adresa : I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu nr. 45—47, București, cont virament nr. 3016.6.05.01 BNRSR, filiala sector 6. Costul unui abonament anual pentru unități industriale și instituții este de 100 lei, iar al unui abonament individual de 30 lei; nu se fac decît abonamente integrale. Costul unui exemplar — 5 lei. Tiparul : Întreprinderea poligrafică „INFORMAȚIA”, București, str. Brezoianu nr. 23—25. C. 7729 Taxele poștale plătite în numerar pe anul 1976, conform aprobării D.G.P.Tc. nr. 137/6446/1975.

Cititorii din străinătate care doresc să se aboneze la revista E.E.A. — ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA se pot adresa Întreprinderii „ILEXIM” — departamentul export-import presă P.O. Box 136—137, telex 11226 str. 13 Decembrie nr. 3 — București

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 681.17.331

КОНТРОЛЬ СТАТИСТИЧЕСКИЙ МЕТОДЫ ПРИБЫЛЬ

Лазарю, Д. Ф., Михалаке, А.: Соображения относительно некоторых принципов приёмочного контроля. Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 22, № 1, март 1978, стр. 1

В работе разработан критерий решения относительно выбора между применением статистических и приёмочных контрольных методов и применением метода общего контроля. Принцип позволяет оценить экономию, осуществляемую в результате целесообразного выбора контрольного времени. Применение данного принципа предполагает знание среднего качества производства.

УДК 621.3.029.3.

ЧАСТОТА ЗВУКОВАЯ КОРРЕКТОР АВТОМАТИЧЕСКИЙ ТРАНЗИСТОРЫ МОС-ФЕТ

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 22, № 1, март 1978, стр. 5

Лазарю, А.: Применение транзисторов с эффектом поля, типа МОС (КМОС-ФЕТ), в области звуковой частоты — автоматических корректоров

В статье приведены практическое применение транзисторов с эффектом поля, МОС (МОС-ФЕТ), в области звуковой частоты (аудио — частоты), как элементов управления автоматическими корректорами. Описываются два способа практического осуществления корректоров с автоматической компенсацией кривой ответа, в целях избежания сверхмодуляции при больших частотах и повышения степени понимания речи в электроакустических системах.

УДК 621.314.

ТРАНЗИСТОРЫ ДВУХПОЛЮСНЫЕ ЧАСТОТА ПЕРЕХОДНАЯ

Михня, А., Георге, М.: Переходная частота (f_T) двухполосных транзисторов.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 22, № 1, март 1978, стр. 14

В работе выводится выражение переходной частоты в двухполосных транзисторах, с большей степенью обобщения в результате общего рассмотрения запаздывания сигнала в области эмиттера-базы и области специальной зарядки эмиттер-база. Для измерения переходной частоты определяются менее ограничительные условия частоты сигнала, чем обычно применяемые.

УДК 681.31

ЦЕПИ ЛОГИЧЕСКИЕ КОМБИНИРОВОЧНЫЕ ДЕТЕКТИ- РОВАНИЕ, АЛГОРИТМЫ

Черниан, О., Кауцил, И., Киркэ, Г.: Обнаружение погрешностей в комбинировочных логических цепях.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 22, № 1, март 1978, стр. 20

В работе представлены алгоритмы получения тестов для погрешностей комбинировочных логических цепей, основывающихся на применении дифференциальной булевой функции.

УДК 681.142.1

УПРАВЛЕНИЕ ЧИСЛОВОЕ ПОМЕХИ МЕТОДЫ ЗАЩИТЫ

Герман, С.: Аспекты помех в оборудовании числовым управлением.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 22, № 1, март 1978 стр. 27

Представлены пертурбационные явления, имеющие место в оборудовании с числовым управлением, а также пути их защиты в зависимости от вида сигналов помех.

УДК 620.16

ИЗМЕРЕНИЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ НА СЖАТИЕ УДЕЛЬНОЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ КРЕМНИЕВОЙ ПЛАСТИНКИ

Барбу, Ш., Негоице, М. Г.: Аспекты измерения удельного сопротивления кремниевых пластинок методом сопротивления на сжатие.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 22, № 1, март 1978, стр. 33

В работе приведен фактор электрической структуры и влияние давления на радиус контакта, для измерения удельного сопротивления кремниевых пластинок методом сопротивления на сжатие, причём даются кривые практической применимости для применителей данного метода.

НОТЫ

41

INHALT

DK 681.17.331

STATISTISCHE KONTROLLE METHODEN GEWINN

Lăzăroiu, D.F., Mihalache, A.: Betrachtungen über Prinzipien der Abnahmekontrolle.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 22, Nr. 1, März 1978, S. 1

In der Arbeit wurde ein Entscheidungskriterium bezüglich der Wahl zwischen der Anwendung der statistischen Kontrolle — und Abnahmemethoden und der Anwendung der Gesamtkontrolle ausgearbeitet. Das Kriterium erlaubt die Bewertung der durch die sachgemäße Wahl der Kontrollzeit verwirklichten Ersparnisse. Seine Anwendung setzt die Kenntnis der mittleren Qualität der Produktion voraus.

DK 621.3.029.3

HÖRFREQUENZ AUTOMATISCHE VERZERRER MOS-FET-TRANSISTOREN

Lăzăroiu, A.: Eine Anwendung der Feldeffekttransistoren vom Typ MOS (MOS-FET) in der Hörfrequenz — automatische Verzerrer.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 22, Nr. 1, März 1978, S. 5

Die Arbeit beschreibt praktische Anwendungen der Feldeffekttransistoren MOS (MOS-FET), im Hörfrequenzbereich, als Schaltelemente von automatischen Verzerrern. Es werden zwei praktische Verwirklichungen von Verzerrern mit automatischem Ausgleich beschrieben, die den Zweck haben die Übermodulation bei hohen Frequenzen zu vermeiden und das Sprechverstehen in elektroakustischen Systemen zu erhöhen.

DK 621.314.76

ZWEIPOLTRANSISTOR ÜBERGANGSFREQUENZ

Mihnea, A., Gheorghe, M.: Die Übergangsfrequenz (f_T) der Zweipoltransistoren.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 22, Nr.1, März 1978, S. 14

In der Arbeit wird ein Ausdruck der Übergangsfrequenz bei Zweipoltransistoren mit einem höheren Allgemeinheitsgrad durch die Gesamtbehandlung der Signalverzögerung im Bereich des Emitters, der Basis und des Bereichs der Raumlast Emitter-Basis abgeleitet. Für die Messung der Übergangsfrequenz werden für die Signalfrequenz weniger eingeschränkte Bedingungen als gewöhnlich festgelegt.

DK 681.31

LOGISCHE KOMBINATIONSSCHALTUNGEN
DETEKTION
ALGORITHM

Cernian, O., Cauřil, I., Chircă, Gh.: Fehlerortung in logischen Kombinationschaltungen.

E.E.A. — Automatica și electronica 22, Nr. 1, März 1978, S. 20

Die Arbeit beschreibt Algorithmen für das Erhalten der Teste für die Fehler der logischen Kombinationschaltungen, die auf der Anwendung der Booleschen Differentialfunktion gründen.

DK 681.142

NUMERISCHE STEUERUNG
STÖRUNGEN
SCHUTZMETHODEN

Herman, S.: Einige Aspekte der Störungen bei den numerischen Steuerausrichtungen.

E.E.A. — Automatica și electronica 22, Nr. 1, März 1978, S. 27

Es werden einige Störscheinungen, die in den numerischen Steuerausrichtungen auftreten, sowie ihre Schutzmöglichkeiten in Abhängigkeit von der Art der Störsignale dargestellt.

DK 620.16

MESSUNG
KONSTRIKTIVER WIDERSTAND
SPEZIFISCHER WIDERSTAND DER
SILIZIUMPLÄTTCHEN

Barbu, St., Negoită, M. Gh.: Aspekte der Messung des spezifischen Widerstands der Siliziumplättchen durch die Methode des Konstriktionswiderstands.

E.E.A. — Automatica și electronica 22, Nr. 1, März 1978, S. 33

Die Arbeit beschreibt den elektrischen Strukturfaktor und den Einfluss des Drucks auf den Radius des Kontakts für die Messung des spezifischen Widerstands der Siliziumplättchen durch die Methode des Konstriktionswiderstands, wobei Kennlinien für die praktische Anwendbarkeit der Methode angegeben werden.

DATEN

41

CONTENTS

DK 681.17 :331

STATISTIC CONTROL
METHODS
ADVANTAGES

Lăzăroiu, D.F., Mihalache, A.: Considerations regarding some reception control principles.

E.E.A. — Automatica și electronica 22, nr. 1, März 1978, p. 1

In the work there is drawn up a decision criterion concerning the selection between applying the control and reception statistical methods and total control. The criterion enables the achieved economies estimation by a rational selection of the control time. Its application implies to know the production average quality.

DC 621.3.029.3

AUDIOFREQUENCY
AUTOMATIC COMPENSATORS
MOS-FET TRANSISTORS

Lăzăroiu, A.: Type MOS (MOS-FET), with Field Effect Transistors Application in the Domain of Audiofrequency — Automatic Compensators.

E.E.A. — Automatica și electronica 22, nr. 1, März 1978, p. 5

The article presents the practical applications of the MOS (MOS-FET) field effect transistors, in the domain of audiofrequency as control elements of some automatic compensators. There are described two practical achievements of the response curve automatic compensating correctors, with the view to avoid high frequency overmodulation and the speech distinctness increase.

DC 621.374.3 :621.395.65

BIPOLAR TRANSISTORS
CROSSOVER FREQUENCIES

Mihnea, A., Gheorghe, M.: Bipolar Transistors Crossover Frequency (f_T)

E.E.A. — Automatica și electronica 22, nr. 1, März 1978, p. 14

In the work there is deduced a bipolar transistor crossover frequency expression with a greater generality degree, due to the overall treatment of the signal delay in the emitter area, the base and the emitter-base space loading area. For the crossover frequency measuring, signal frequency conditions are established which are more restricting than those applied usually.

DC 681.31

COMBINATORIAL LOGIC CIRCUITS
DETECTION
ALGORITHM

Cernian, O., Cauřil, I., Chircă, Gh.: Error Detection in the Combinatorial Logic Circuits.

E.E.A. — Automatica și electronica 22, nr. 1, März 1978, p. 20

The work presents algorithms for obtaining tests for combinatorial logic circuits errors based upon using the Boole differential function.

DC 681.142

DIGITAL CONTROL
DISTURBANCES
PROTECTING METHODS

Herman, S.: Some Aspects Concerning the Digital Control Equipment Disturbances.

E.E.A. — Automatica și electronica 22, nr. 1, März 1978, p. 27

The work presents some parasitic phenomena which take place in the NC equipments as well as the means of their protection depending upon the disturbing signal type.

DC 620.16

MEASURING
CONSTRUCTION STRENGTH
SILICON PLATE RESISTIVITY

Barbu, St., Negoită, M. Gh. Silicon Plates Resistivity Measuring Aspects by Means of the Constriction Resistance Method.

E.E.A. — Automatica și electronica 22, nr. 1, März 1978, p. 33

The work presents the electric structure coefficient and the influence of pressure upon the contact radius, for the silicon plates resistivity measuring by means of the constriction resistance method; there are also given the practical application possibilities curves for the users of the method.

NOTE

41

SOMMAIRE

CD 681.17 :331

CONTRÔLE STATISTIQUE
MÉTHODES
BÉNÉFICES

Lăzăroiu, D.F., Mihalache, A.: Considérations sur les principes du contrôle de réception.

E.E.A. — Automatica și electronica 22, nr. 1, März 1977, p. 1

Dans cet ouvrage on a élaboré un critérium de décision concernant le choix entre l'application des méthodes statistiques de contrôle et réception et l'application du contrôle total. Ce critérium permet l'évaluation des économies réalisées par le choix adéquat du temps de contrôle. Son application suppose la connaissance de la qualité moyenne de la production.

CD 621.3.029.3

AUDIOFRÉQUENCE
CORRECTEURS AUTOMATIQUES
TRANSISTORS MOS-FET

Lăzăroiu, A. : Une application des transistors à effet de champ de type MOS (MOS-FET) dans le domaine de l'audiofréquence. Correcteurs automatiques.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 22, nr. 1, Mars 1978, p. 5

L'article présente les applications pratiques des transistors MOS (MOS-FET) à effet de champ dans le domaine de l'audiofréquence, utilisés en tant qu'éléments de commande des correcteurs automatiques. On y décrit deux réalisations pratiques de correcteurs à compensation automatique de la courbe de réponse dans le but d'éviter la surmodulation à hautes fréquences et l'augmentation de l'intelligibilité du parler dans des systèmes électroacoustiques.

CD 621.314.76

TRANSISTORS BIPOLAIRES
FRÉQUENCES DE TRANSITION

Mihnea, A., Gheorghe, M. : La fréquence de transition (f_T) des transistors bipolaires.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 22, nr. 1, Mars 1978, p. 14

Dans cet ouvrage on déduit une expression de la fréquence de transition dans le cas des transistors bipolaires, expression à degré de généralité plus grand par le traitement global du retard du signal dans la région de l'émetteur, de la base et dans la région de charge spatiale émetteur-base. Pour mesurer la fréquence de transition on établit les conditions de fréquence du signal moins restrictives que celles qu'on applique d'habitude.

CD 682.31

CIRCUITS LOGIQUES COMBINATOIRES
 DÉTECTION
 ALGORITHMES

Cernian, O., Cautil, I., Chireă, Gh. : La détection des erreurs dans les circuits logiques combinatoires.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 22, nr. 1, Mars 1978, p. 20

L'ouvrage présente les algorithmes nécessaires en vue de réaliser des tests pour détecter les erreurs des circuits logiques combinatoires basés sur l'utilisation de la différentielle booléenne.

CD 618.142

COMMANDE NUMÉRIQUE
 PERTURBATIONS
 MÉTHODES DE PROTECTION

Herman, S. : Quelques aspects des perturbations concernant les équipements de commande numérique.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 22, nr. 1, Mars 1978, p. 27

On y présente certains phénomènes parasites produits dans les équipements CN tout comme les voies de protection de ceux-ci en fonction du type des signaux perturbatoires.

CD 620.16

MESURE
 RESISTANCE DE CONSTRICTION
 RÉSISTIVITÉ PLAQUETTES DE SILICIUM

Barbu, St., Negoită, M. Gh. : Aspects de la mesure de la résistance des plaquettes de silicium par la méthode de la résistance de constriction

E.E.A. — *Automatica și electronica* 22, nr. 1, Mars 1978, p. 33

Cet ouvrage représente le facteur de structure électrique et l'influence de la pression sur le rayon du contact pour mesurer la résistivité des plaquettes de silicium par la méthode de la résistance de constriction, donnant des courbes d'application pratique pour les utilisateurs de la méthode.

NOTES

14

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI

Automatica și electronica nr. 1

CZ 681.17 :331

CONTROL STATISTIC
METODE
BENEFICII

Considerații asupra unor principii ale controlului de recepție

DUMITRU FELICIAN LĂZĂROIU, AURELIAN MIHALACHE* — București

1. Introducere

Necesitatea unor metode eficiente de control al calității produselor realizate în serie mare a condus la aplicarea pe scară largă a metodelor statistico-matematice, care permit să se tragă concluzii asupra unei producții de volum mare, pe baza unui număr restrâns de măsurători. În domeniul producției realizate pe loturi succesive, s-a elaborat în amănunțime metodologia controlului statistic de recepție (aplicabilă și în alte faze ale procesului de producție, în afară de cea finală), care a fost standardizată prin MIL STD105D, adoptat în toate țările (la noi STAS 3160-72). Evident, aplicarea metodologiei statistice — inevitabilă uneori, ca în cazul controlului distructiv — este însoțită de riscuri care implică posibilitatea trecerii unor produse necorespunzătoare prin filtrul controlului.

Lucrările clasice în domeniul controlului statistic [1] remarcă această posibilitate și în cazul controlului total, datorită imperfecțiunii inerente procedeele de verificare. Mai mult, se afirmă [1] că erorile de verificare sînt mult mai frecvente în controlul total, decît în controlul statistic, datorită numărului mare de produse care trebuie controlate.

Deși această afirmație este discutabilă, ea este acceptată în lucrarea de față, urmînd a fi analizată în [2].

În ultimul timp, controlul total** este privit cu mai mult interes, datorită faptului că s-au conceput sisteme automatizate, care asigură verificarea cu randament ridicat a unui număr foarte mare de produse, deci cu cheltuieli reduse.

Un alt argument în favoarea controlului total îl constituie faptul că un produs defect ajuns la beneficiar poate conduce la consecințe grave, ceea ce se reflectă în disproporția dintre costurile identificării defectului la beneficiar, respectiv la producător.

Astfel, din date furnizate de firma Teradyne, rezultă că testarea de către producător a unui circuit integrat implică un cost de 0,1 \$/buc., în timp ce testarea efectuată de beneficiar în condițiile unui procentaj de defecte de 3% implică 0,3 \$ pentru fiecare exemplar defect. Mai mult, costul unui defect pe placa imprimată montată este de 3 \$, costul defectului în instalație de 30 \$, iar costul aceluiași defect identificat în cursul exploatării sistemului de 300 \$.

Lucrarea de față își propune să elaboreze o regulă de decizie privind adoptarea controlului total, respectiv statistic*** de recepție, avînd drept criteriu realizarea unui cost mediu minim al controlului.

În vederea evaluării costului și beneficiilor rezultate în condițiile controlului total, respectiv statistic, se presupune că livrarea unui produs corespunzător la beneficiar implică la producător obținerea unui avantaj economic (beneficiu) exprimat în A unități monetare, în timp ce livrarea unui produs necorespunzător conduce la o penalizare a furnizorului (potrivit legii, din partea beneficiarului) exprimată în B unități monetare.

Respingerea din eroare la controlul final al producătorului a unui produs corespunzător implică la acesta o pierdere E , iar respingerea unui produs defect (rebut identificat) implică pierderea D . Costul controlului unui produs supus acestui control este C atît în control

* Dr. ing. Lăzăroiu D. F. este profesor, iar ing. Mihalache, A., asistent la Institutul politehnic — București.

** Prin control „total” se înțelege verificarea 100% a producției realizate.

*** Prin „control statistic de recepție” se înțelege modalitatea de a lua decizii asupra calității loturilor pe baza verificării unui număr restrâns de produse, prelevate aleator (STAS 3160-72).

total, cît și în control statistic. Analiza costurilor este exprimată sintetic în tabelul 1.

Analiza costurilor

Tabelul 1

produs	acceptat	respins	controlat
bun	beneficiu A	pierdere E	cost C
defect	pierdere $B(B > A)$	pierdere D	cost C

2. Costurile medii în condițiile controlului total

Se admite că, în control total, există posibilitatea erorilor de verificare. Astfel, evenimentul θ_1 , prin care se indică faptul că un produs este corespunzător, nu se confundă cu evenimentul AC, care semnifică acceptarea produsului. În mod analog, evenimentul θ_2 — produs defect — nu se confundă cu evenimentul R — produs respins. Din analiza performanțelor sistemului de măsură, se pot deduce probabilitățile de acceptare condiționate de stările $\{\theta_i; i = 1, 2\}$ ale produsului.

Notind :

$$\begin{aligned} P(AC/\theta_1) &= S_1, \\ P(AC/\theta_2) &= S_2, \end{aligned} \quad (1)$$

se poate afirma că $S_1 \gg S_2$. Valori tipice sînt $S_1 \approx 0,99$, $S_2 \approx 0,05$.

Costul mediu se va calcula pentru o unitate de produs. Dacă produsul se acceptă, la controlul efectuat de producător costul mediu implicat este :

$$K_{AC}^t = -A \cdot P(\theta_1/AC) + B \cdot P(\theta_2/AC). \quad (2)$$

Probabilitățile condiționate $\{P(\theta_i/AC); i = 1, 2\}$ pot fi calculate cu ajutorul formulei Bayes astfel :

$$P(\theta_i/AC) = \frac{P(AC/\theta_i) P(\theta_i)}{\sum_{i=1,2} P(AC/\theta_i) P(\theta_i)}. \quad (3)$$

Probabilitățile $P(\theta_i)$ reprezintă indicatori de conformitate ai lotului. Astfel :

$$\begin{aligned} P(\theta_1) &= 1-p, \\ P(\theta_2) &= p, \end{aligned} \quad (4)$$

unde p este proporția de produse defecte din lot.

Înlocuind relațiile (1) și (4) în (3), rezultă :

$$P(\theta_1/AC) = \frac{S_1(1-p)}{S_1(1-p) + S_2p}, \quad (5)$$

$$P(\theta_2/AC) = \frac{S_2p}{S_1(1-p) + S_2p}.$$

Înlocuind relațiile (5) în (2), rezultă costul mediu asociat unui produs acceptat la controlul producătorului :

$$K_{AC}^t = \frac{-S_1(1-p)A + S_2pB}{S_1(1-p) + S_2p}. \quad (6)$$

Dacă produsul se respinge, costul mediu asociat este :

$$K_R^t = EP(\theta_1/R) + DP(\theta_2/R). \quad (7)$$

Probabilitățile condiționate $\{P(\theta_i/R); i = 1, 2\}$ se obțin din (5), înlocuind probabilitățile $\{S_i; i = 1, 2\}$ cu complementele lor :

$$P(\theta_1/R) = \frac{(1-S_1)(1-p)}{(1-S_1)(1-p) + (1-S_2)p}, \quad (8)$$

$$P(\theta_2/R) = \frac{(1-S_2)p}{(1-S_1)(1-p) + (1-S_2)p}.$$

Înlocuind relațiile (8) în (7), se obține :

$$K_R^t = \frac{(1-S_1)(1-p)E + (1-S_2)pD}{(1-S_1)(1-p) + (1-S_2)p}. \quad (9)$$

Conform formulei probabilității totale, costul mediu pe produs este :

$$K^t = K_{AC}^t P(AC) + K_R^t P(R). \quad (10)$$

Probabilitățile de acceptare, respectiv de respingere se calculează cu ajutorul relațiilor :

$$P(AC) = S_1(1-p) + S_2p, \quad (11)$$

$$P(R) = 1 - P(AC) = (1-S_1)(1-p) + (1-S_2)p.$$

Înlocuind expresiile (6), (9) și (11) în relația (10) și ținînd seama de costul verificării, rezultă costul mediu pe produs în control total :

$$\begin{aligned} K^t &= (1-p) [E(1-S_1) - S_1A] + p[D(1-S_2) + \\ &\quad + S_2B] + C. \end{aligned} \quad (12)$$

Din relația (12) rezultă că pierderile medii ale producătorului depind de calitatea lotului și de caracteristicile instalației de măsurare.

În cazul în care aparatura de măsură este de foarte bună calitate și nu apar erori datorate personalului, punind $S_1 = 1$ și $S_2 = 0$, relația (12) devine:

$$K' \approx -(1-p)A + pD + C. \quad (13)$$

3. Costul mediu în condițiile controlului statistic

Se presupune că, în cazul controlului statistic, controlul calității loturilor de către producător se efectuează conform unui plan de control de recepție, elaborat cu ajutorul STAS 3160-72 (control de recepție prin atribute).

Numărul produselor controlate fiind mult mai mic, se consideră că nu apar erori de verificare.

În cazul în care, în urma aplicării planului de control, lotul se acceptă, costul mediu implicat, raportat la unitatea de produs, este:

$$K_{Ac}^s = -(1-p)A + pB. \quad (14)$$

În cazul în care lotul se respinge, costul mediu este:

$$K_R^s = (1-p)E + pD. \quad (15)$$

Ținând seama de caracteristica operativă a planului, cu ajutorul formulei probabilității totale se poate calcula costul mediu pe unitatea de produs:

$$K^s = K_{Ac}^s P_a(p) + K_R^s [1 - P_a(p)]. \quad (16)$$

Numărul mediu de elemente controlate $\bar{n}$ depinde de planul adoptat și de nivelul calității lotului.

Notînd cu N volumul lotului, rezultă costul mediu al verificării pe unitatea de produs fabricată $C\bar{n}/N$.

Înlocuind expresiile (14) și (15) în (16) și ținînd seama de costul verificării, rezultă expresia costului mediu total:

$$K^s = pP_a(p)(A + B + E - D) - P_a(p)(A + E) + p(D - E) + E + C \frac{\bar{n}}{N}. \quad (17)$$

Din relația (17) rezultă că pierderile medii ale producătorului depind de calitatea lotului și de tipul planului de control adoptat.

4. Criteriul de decizie

Pentru a decide între controlul total și cel statistic, trebuie comparate expresiile (12) și (17) ale costului mediu calculat în cele două situații.

Deoarece costul mediu depinde de planul de control adoptat, înainte de a efectua comparația se impune o alegere rațională a planului

de control, utilizînd STAS 3160/72 pentru varianta în care se recurge la controlul statistic.

Această alegere este ușor de efectuat, punînd condiția ca pierderile medii ale producătorului, asociate acceptării lotului, să fie mai mici decît cele în cazul respingerii.

Punînd condiția: $K_{Ac}^s < K_R^s$, și utilizînd relațiile (14) și (15), rezultă:

$$p < \frac{A + E}{A + E + B - D} = p_0. \quad (18)$$

Din relația (18) rezultă că p_0 reprezintă nivelul calității lotului, pentru care acceptarea și respingerea sînt la fel de avantajoase. Este rezonabil, deci, să se adopte această valoare ca punct critic al planului, corespunzător unei probabilități de acceptare de 50%.

Pentru ca planul să fie complet determinat, este necesar să se stabilească nivelul de calitate acceptabil AQL^* . Evident:

$$AQL < p_0 = \frac{A + E}{A + E + B - D}. \quad (19)$$

Cunoscînd caracteristica operativă a planului astfel determinat, se calculează expresiile (12) și (17) pentru diferite valori ale indicatorului de calitate p . Comparînd rezultatele, se ia decizia de adoptare a tipului de control: total sau statistic.

O regulă mai simplă de decizie se obține în felul următor:

Condiția ca verificarea 100% a lotului să fie mai avantajoasă decît verificarea statistică este:

$$\Delta = K^s - K^t > 0. \quad (20)$$

Înlocuind expresiile (12) și (17) în relația (20), rezultă:

$$C < \frac{N}{N - \bar{n}} [pP_a(p)(A + B + E - D) - P_a(p)(A + E) + S_1(1-p)(A + E) + pS_2(D - B)]. \quad (21)$$

Din relația (21) rezultă că este mai avantajos ca producătorul să aplice controlul total, dacă și numai dacă verificarea unității de produs este mai puțin costisitoare decît o limită dependentă de calitatea lotului. În caz contrar, se aplică metodele statistice de control, în conformitate cu STAS 3160-72.

Economiile realizate prin alegerea judicioasă a tipului controlului se evaluează calculînd

* Prin AQL (Acceptable Quality Level) se înțelege nivelul acceptabil al calității lotului, exprimat în procente de defecte admisibile.

modulul diferenței dintre costurile medii implicate în cele două alternative.

Dacă se presupune că nu apar erori de verificare a elementelor, atunci $S_1 = 1$, $S_2 = 0$, iar relația (21) devine :

$$C < \frac{N}{N - \bar{n}} [(A + E)(1 - p - P_a) + pP_a(A + B + E - D)]. \quad (22)$$

Dacă, în sfârșit, $\bar{n} \ll N$, numărul de elemente controlate în control statistic este mult mai mic decât volumul lotului, condiția (22) se reduce la :

$$C < (A + E)(1 - p - P_a) + pP_a(A + B + E - D). \quad (23)$$

5. Exemplu numeric

Fie un element (rezistor utilizat ulterior într-un sistem electronic, înfășurare a unui motor electric etc.), care se fabrică pe loturi de volum $N = 1\,000$.

Beneficiul realizat prin vânzarea elementului este $A = 1$, iar costul defectului la beneficiar

c. Deoarece volumul eșantionului în control simplu este mult mai mic decât volumul lotului, pentru luarea deciziei se va utiliza relația (23). Limita costului controlului $C_{\max}$ este calculată în tabelul 2 pentru diferite nivele ale calității loturilor. Valorile procentajului de defecte și ale probabilității de acceptare sînt date în caracteristica operativă a planului adoptat.

Cunoscînd calitatea medie a loturilor și costul unitar al controlului, decizia se poate lua conform tabelului 2. Astfel, dacă nivelul calității este 1,20% și costul unitar al controlului este 1, din tabelul 2 rezultă $C < C_{\max}(p = 1,2\%)$, deci controlul total este mai avantajos. Economia realizată pe unitatea de produs se calculează conform relației (20) :

$$|\Delta| = K^s - K^t = C_{\max} - C = 0,3922.$$

Dacă însă costul unitar al controlului este $C = 2$, atunci se preferă controlul statistic, rezultînd o economie pe unitatea de produs :

$$|\Delta| = K^t - K^s = C - C_{\max} = 0,6078.$$

Costul controlului $C_{\max}$

Tabelul 2

$p(\%)$	0,19	0,44	0,67	1,20	2,09	3,33	4,78	5,80	8,00
P_a	0,99	0,95	0,90	0,75	0,50	0,25	0,10	0,05	0,01
$C_{\max}$	0,2077	0,5167	0,8004	1,3922	2,0220	2,2808	2,19	2,0792	1,90

este $B = 100$. Costul implicat de respingerea la control a unui element defect este $D = 0,2$ (prețul de cost al elementului). Costul implicat de respingerea unui element bun este $E = 1$.

Se cere să se proiecteze planul de control de recepție, știind că aparatura de verificare este de foarte bună calitate. Nivelul de calitate acceptabil AQL este stabilit la 0,65%.

a. Utilizînd relația (19), se calculează punctul critic al planului :

$$p_0 = \frac{A + E}{A + B + E - D} = \frac{2}{102 - 0,2} = 1,96\%.$$

b. Cunoscînd valorile p_0 și AQL , se alege din STAS 3160-72 planul de control adecvat. Acesta corespunde literei de cod J și oferă o protecție a producătorului de 0,44%, precum și o protecție a beneficiarului de 4,78%.

În control simplu, planul este caracterizat de un eșantion de volum $n = 80$, numărul de acceptare fiind $A = 1$.

Se vede, din exemplul considerat că, pentru o decizie rațională, este necesară cunoașterea calității medii a producției. Or, aceasta este cunoscută din etapa premergătoare aplicării controlului statistic, etapă în care se verifică stabilitatea procesului tehnologic, condiție necesară pentru aplicarea controlului statistic. [1], [3].

6. Concluzii

În lucrare s-a elaborat un criteriu de decizie între aplicarea metodelor statistice de control de recepție și aplicarea controlului total. Criteriul permite evaluarea economiilor realizate prin alegerea rațională a tipului de control. Aplicarea lui presupune cunoașterea calității medii a producției.

Rezultatele obținute arată că adoptarea controlului total este indicată îndeosebi atunci

cind nivelul real al calității loturilor este situat în zona descendentă a caracteristicii operative corespunzătoare planului de control statistic adoptat. Această concluzie concordă cu observația cunoscută [1] că, în această zonă, calitatea medie la ieșire are valori mari.

Criteriul elaborat poate avea și alte aplicații. Astfel, el poate fi folosit pentru a decide dacă introducerea unei încercări de selecție este sau nu avantajoasă.

În acest caz, S_1 reprezintă probabilitatea ca o componentă bună să nu fie afectată de solicitarea corespunzătoare încercării, respectiv S_2 reprezintă probabilitatea ca o componentă potențial slabă să nu fie eliminată în cursul încercării.

Dacă se calculează beneficiile medii realizate în controlul total cu, respectiv fără, introdu-

cerea încercării de selecție, se obțin aceleași relații (12), respectiv (17), în care :

$$Pa(p) = \begin{cases} 1 & p \leq \frac{A + E}{A + B - D + E} \\ 0 & p > \frac{A + E}{A + B - D + E} \end{cases} \quad (24)$$

$$\bar{n} = N.$$

Aceste rezultate sînt similare cu cele obținute în [4].

BIBLIOGRAFIE

- [1] Cavé, R. *Le contrôle statistique de la fabrication*. Paris, Eyrolles, 1966.
- [2] Lăzăroiu, D.F. *Influența erorilor de măsură asupra controlului statistic al calității* (în curs de publicare).
- [3] Popovici, M., Antonescu, V. *Ghid pentru controlul statistic al calității producției industriale*. București, Ed. tehnică, 1973.
- [4] Lewis, W. *To test or not to test. What is it worth?*. In : *Microelectronics and Reliability*. Vol. 11, nr. 6, dec. 1972, pag. 505—509.

CZ 621.3.029.3

AUDIOFRECVENȚĂ
CORECTOARE AUTOMATE
TRANZISTOARE MOS-FET

O aplicație a tranzistoarelor cu efect de câmp de tip MOS (MOS-FET) în audiofrecvență — corectoare automate

AURELIAN LĂZĂROIU* — București

Introducere

Caracteristicile funcționale menționate în foile de catalog ale tranzistoarelor cu efect de câmp, MOS (MOS-FET) sugerează o serie de idei aplicative interesante în domeniul audiofrecvenței. Pe lângă aplicația binecunoscută de adaptor de impedanță (repetor pe sursă), tranzistoarele MOS-FET pot fi incluse în diferite circuite, în vederea exploatarei unuia dintre avantajele specifice acestor tranzistoare: folosirea lor ca rezistență variabilă cu tensiunea, la un nivel redus al curentului de comandă. Pe baza acestei caracteristici, au fost realizate o serie de montaje electronice, dintre care se remarcă compresoarele și expandoarele de dinamică și porțile analogice; aplicațiile sînt, însă, practic nelimitate.

În cele ce urmează, este prezentată o realizare practică recentă: corectoare automate ale curbei de răspuns. Elementul de comandă folosit în aceste circuite este tranzistorul MOS-FET

tip ROS-02, produs la Institutul de cercetări pentru componente electronice (I. C. C. E.) — București.

Înainte de a trece la prezentarea și analiza a două corectoare automate de acest tip se menționează că ele au fost realizate în scopul ameliorării performanțelor sistemelor electroacustice, în general, și ale celor folosite pentru înregistrarea și transmisia vorbirii, în special.

La proiectarea acestor circuite s-a avut în vedere că :

a. Atît vorbirea cît și muzica sînt fenomene dinamice, caracterizate prin importante și rapide modificări spectrale. Se impune, deci, ca orice corecție de frecvență aplicată semnalelor vorbirii sau muzicii, să fie corelată cu modificările rapide ale anvelopei spectrale, adică să comporte un reglaj automat, dinamic.

b. Între spectrele și natura semnalelor complexe generate de instrumentele muzicale și cele produse de aparatul fonator uman, există unele diferențe; de aici, necesitatea aplicării unor corecții specifice. De asemenea, corecțiile vor fi diferențiate în funcție de destinația sistemului electroacustic la care se asociază.

* Lăzăroiu, A. lucrează la Institutul de cercetări etnologice și dialectologice — Laboratorul de fonetică experimentală.

1. Corector automat al curbei de răspuns, de uz general

Se știe că, în cazul sistemelor electroacustice de înregistrare (pe bandă magnetică, pe disc) și de transmisie radio și televiziune cu MF, se aplică o accentuare a frecvențelor înalte, care poate ajunge la circa +15 dB, la frecvența de 15 kHz. Această preaccentuare aplicată permanent, nediferențiat, conduce, uneori, la apariția supramodulației. Supramodulația poate să apară la înregistrarea semnalelor produse de instrumente muzicale a căror frecvență fundamentală este ridicată și ale căror armonici superioare constituite în formanți, se află în zona preaccentuată. În cazul semnalelor vorbirii, supramodulația apare, de obicei, pe durata producerii sibilantelor sau în faza inițială a consoanelor ocluzive. Deși la redare, respectiv la recepție, se aplică o dezaccentuare proporțională, aceasta nu reușește decât să restabilească, în parte, nivelul inițial al componentelor de frecvență ridicată, fără a înlătura distorsiunile neliniare (urmare a supramodulației) care produc efecte dezagreabile la audiere: șuierături puternice și stridente, zgomete specifice de limitare, perceperea denaturată a timbrului specific al instrumentelor, voci dure, aspre etc. În cazul componentelor de frecvență ridicată și de scurtă durată, supramodulația poate fi indicată numai de către modulometrele fără inerție (de exemplu, cele cu diode electroluminiscente), cuplate după circuitul de preaccentuare, dar ea nu poate fi evitată decât în cazul în care se folosesc circuite cu comandă automată. În lipsa acestora, evitarea supramodulației este posibilă numai cu riscul înrăutățirii raportului semnal/zgomot.

În cele ce urmează, este prezentat un corector automat al curbei de răspuns, capabil să evite supramodulația și efectele ei. Corectorul poate fi folosit atît în cazul producțiilor instrumental-muzicale, cît și ale celor vocale.

Circuitul este constituit dintr-o rețea RC cu structura din figura 1a, avînd caracteristica de transfer (fig. 1b) asemănătoare preaccentuării normalizate în cele mai multe cazuri. Caracteristica de transfer prezintă două puncte de inflexiune definite de cele două constante de timp τ_1 și τ_2 . Cîștigul în banda de frecvențe cuprinse între 0 și 2,12 kHz (aceasta din urmă fiind frecvența determinată de $\tau_1 = 75 \mu s$) este constant și definit de raportul:

$$A = \frac{1}{1 + \frac{R_1}{R_2}} \quad (1)$$

În banda limitată de frecvențele 2,12 kHz și 21,2 kHz (frecvența superioară fiind determinată de $\tau_2 = 7,5 \mu s$), cîștigul crește continuu

cu 20 dB/decadă. Peste frecvența de 21,1 kHz, cîștigul este unitar și constant.

În schema din figura 2a, rețeaua descrisă mai sus, a fost completată cu un circuit RC serie (RvC_2), cuplat în paralel pe ieșire. Pentru

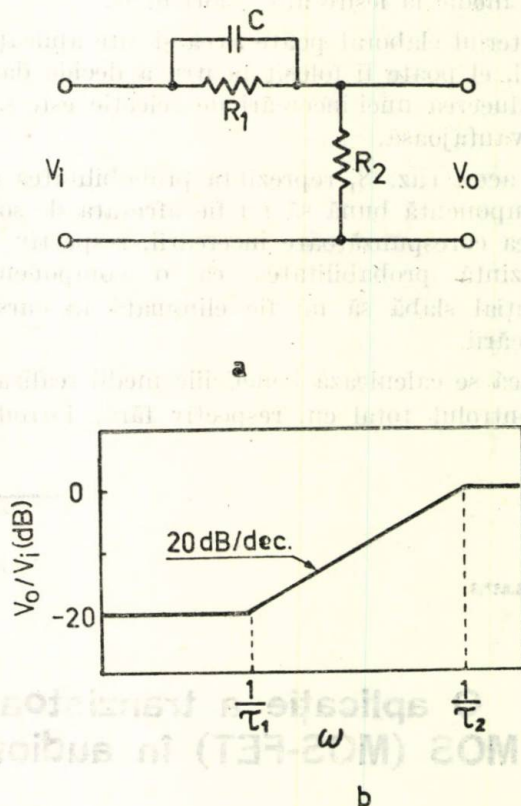


Fig. 1. Rețea RC: a — circuit; b — caracteristică de transfer.

$Rv = \infty$, caracteristica de transfer a rețelei este conformă figurii 1b. Dacă, însă, această rezistență ia valori finite și tinde spre zero, panta de creștere între frecvențele 2,12 kHz și 21,2 kHz se micșorează pînă la cazul limită, cînd panta devine nulă, circuitul avînd, de această dată, un răspuns liniar în frecvență.

În realizarea practică, rezistența variabilă este rezistența diferențială drenă-sursă a tranzistorului MOS-FET, cu canal inițial de tip n, ROS-02, pe poarta căruia se aplică tensiunea de comandă.

Valoarea rezistenței diferențiale și, implicit, caracteristica de transfer a circuitului (fig. 2b) se modifică sub influența tensiunii de comandă aplicată porții tranzistorului. Această tensiune este disponibilă la ieșirea unui circuit de comandă, asupra căruia se va reveni în secțiunea 2.3.3.

Pentru această aplicație a fost ales tranzistorul ROS-02, deoarece:

— avînd tensiunea de comandă mare, se poate alege mai ușor o zonă liniară a caracteristicii dispozitivului, în scopul reducerii distorsiunilor de neliniaritate;

- prezintă rezistență diferențială mică, în stare de conducție;
- comanda se poate face prin aplicarea, pe poartă, a unei tensiuni pozitive;
- poarta fiind izolată, rezistența de intrare este mare, de ordinul a 10^{12} – 10^{13} Ω . Această caracteristică permite simplificări ale circuitu-

ditiv uman. Accentuarea trebuie să se facă diferențiat, de la un vorbitor la altul, în funcție de caracteristicile spectrale individuale;

- calea indirectă constă în mărirea inteligibilității prin înlăturarea unor efecte sonore neplăcute care apar atunci când din anumite motive (evitarea microfoniiei, obținerea unor

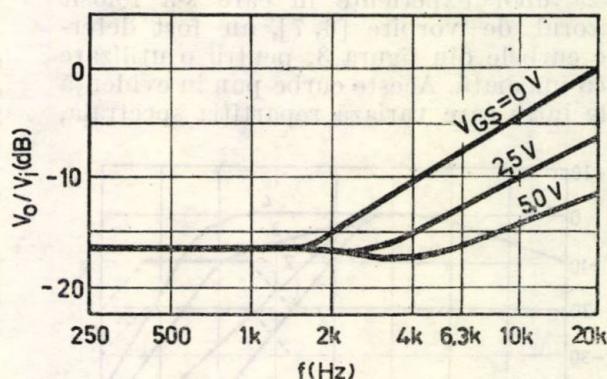
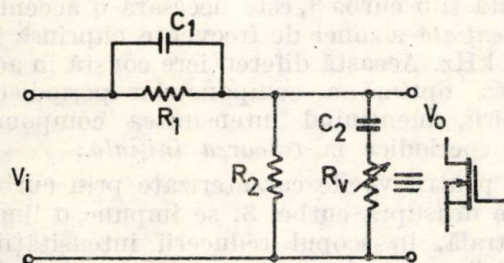


Fig. 2. Rețea RC cu răspuns comandat prin tensiune: a—circuit; b—caracteristica de transfer, pentru diferite tensiuni de comandă.

lui de comandă și, de asemenea, permite un control precis al timpului de creștere și descreștere a tensiunii de comandă.

Revenind la schema realizată conform figurii 2a, se observă că tensiunea de comandă aplicată porții tranzistorului are ca efect o compensare automată a curbei de răspuns, în funcție de compoziția spectrală a semnalului la un moment dat, în așa fel încât accentuarea maximă la frecvența de 15 kHz, să nu depășească 15 dB (față de 1 kHz).

2. Filtru multifuncțional pentru corectarea dinamică a spectrului vocii umane (Cordinvox)

Filtrul prezentat în continuare este destinat, în exclusivitate, corecției dinamice a spectrului vocii umane în instalații de amplificare pentru sonorizări de calitate sau în instalații de înregistrare optică (pe film)*. Deoarece, în aceste cazuri, audiția se face în încăperi sau locuri rareori compatibile cu cele destinate audițiilor de înaltă fidelitate, se propune o reducere a benzii de frecvențe transmise, fără a afecta, însă caracteristicile vocale și extravocale utile, rezultând o inteligibilitate sporită—criteriu primordial de apreciere a calității transmisiei, în astfel de situații.

Inteligibilitatea se obține prin două căi independente:

- calea directă se referă la accentuarea optimă a componentelor periodice cuprinse în zona de maximă sensibilitate a aparatului au-

ășa-zise voci „calde” etc.), microfonul este plasat în imediata apropiere a gurii. În acest caz, în faza inițială a consoanelor occlusive sau pe durata sibilantelor, impactul curenților de aer cu membrana microfonului produce diferite zgomote dezagreabile (șuierături puternice și stridente, zgomote de limitare) care reduc perceptibilitatea.

Ideea folosirii unor mijloace electronice care să accentueze frecvențele cuprinse în zona de maximă sensibilitate a aparatului auditiv uman, în scopul mării inteligibilității, nu este nouă. Majoritatea instalațiilor profesionale și semi-profesionale, produse în ultimele decenii, sînt echipate cu filtre speciale, adecvate scopului, numite filtre de prezență [1, 2]. În acest sens, amintim și realizarea microfoanelor de tip „solist” și „brillant” caracterizate printr-un răspuns în frecvență care favorizează zona de frecvențe mai sus amintită [3]. Dezavantajele acestor dispozitive, în cazul vorbirii, sînt:

- accentuarea rămîne constantă, indiferent de variațiile compoziției spectrale;

- nu fac o diferențiere a semnalelor periodice de cele neperiodice; în consecință, simultan cu obținerea unei străluciri vocale, apar și efecte sonore neplăcute, în timpul producerii sibilantelor, care sînt excesiv accentuate.

2.1. Caracteristici spectrale ale semnalelor vorbirii

Pentru o mai bună înțelegere a considerențelor care stau la baza concepției acestui filtru, în cele ce urmează, se face o descriere sumară a caracteristicilor spectrale ale semnalelor vorbirii.

* Ideea realizării acestui filtru a fost prezentată inițial în articolul nostru intitulat *Vorbirea artificială în laboratoarele românești* publicat în revista „Știință și tehnică” nr. 5/1975.

Pe baza rezultatelor experimentale recente, obținute în urma unor măsurători acustice complexe, efectuate pe diferiți vorbitori, la diferite nivele de intensitate și pe un corpus mare de cuvinte, care să epuizeze toate combinațiile posibile între elementele discrete (consoane — vocale) ale limbii [4, 5], precum și pe baza unor experiențe în care s-a folosit sintetizorul de vorbire [6, 7], au fost determinate curbele din figura 3, pentru o utilizare practică imediată. Aceste curbe pun în evidență limitele între care variază repartiția spectrală,

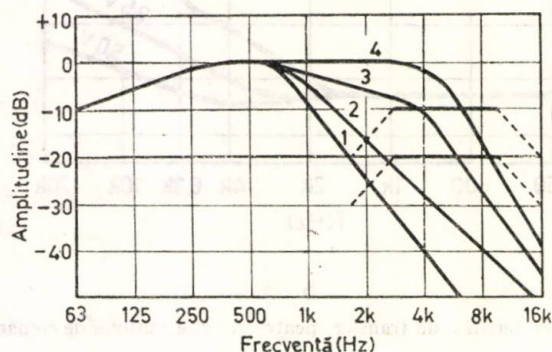


Fig. 3. Curbe reprezentative pentru repartiția spectrală a semnalelor vorbirii.

de la un vorbitor la altul, și, pentru același vorbitor, de la un moment la altul. Curba 1, din figura 3, corespunde unor voci nesemnificative din punct de vedere calitativ; curba 2 caracterizează vocile medii. Curba 3 este caracteristică vocilor de calitate, iar curba 4 corespunde unor voci dure, stridente. Curba 1 corespunde, însă, și unor voci medii, atunci când producerea vorbirii se face la nivele mici. Curba 4 poate, de asemenea, să corespundă vocilor medii atunci când producerea vorbirii se face la nivele mari (strigăte, țipete). Curbele din partea dreaptă a figurii 3 care acoperă domeniul de frecvențe cuprins aproximativ între 2—12 kHz, delimitează zona de variație în intensitate a sibilantelor. Aceste curbe pun în evidență faptul că intensitatea sibilantelor este, în general, cu -10 dB până la -20 dB, sub nivelul vocalelor. Trebuie precizat, însă, că în anumite cazuri, intensitatea sibilantelor poate fi egală sau poate chiar depăși pe aceea a vocalelor alăturate [5]. Aceste cazuri trebuie puse pe seama caracteristicilor individuale ale vorbitorului și ele se datoresc unei articulări neîngrijite.

Este interesant și important să se compare nivelul semnalelor periodice cu cel al semnalelor neperiodice, în jurul frecvenței de 4 kHz, zonă de maximă sensibilitate a aparatului auditiv uman. Se observă că, în cazul curbelor 1 și 2, intensitatea sibilantelor este mult mai mare în comparație cu aceea a componentelor armonice din aceeași zonă de frec-

vențe; pentru vocile de calitate (curba 3), raportul acestor intensități este unitar sau sub-unitar.

Se poate spune că pentru obținerea artificială a penetranței vocale (trăsătură principală a timbrului extravocalic, proprie vocilor de calitate), în scopul măririi inteligibilității, trebuie acționat astfel:

- pentru vocile cu caracteristică spectrală situată sub curba 3, este necesară o accentuare diferențiată a zonei de frecvențe cuprinse între 3—5 kHz. Această diferențiere constă în accentuarea optimă a componentelor periodice ale vorbirii, menținând intensitatea componentelor neperiodice la valoarea inițială;

- pentru vocile caracterizate prin curbe situate deasupra curbei 3, se impune o limitare spectrală, în scopul reducerii intensității armonicilor superioare la o valoare acceptabilă;

- pentru vocile de calitate (curba 3), atunci când se respectă condițiile tehnice (alegerea unei aparaturi cu răspuns liniar în frecvență și plasarea vorbitorului la o distanță optimă față de microfon) nu sînt necesare corecții.

2.2. Caracteristicile funcționale ale filtrului

Avînd în vedere considerentele de mai sus, precum și altele de ordin tehnic, filtrul a fost astfel conceput încît să prezinte următoarele caracteristici:

- să limiteze banda de trecere în domeniul frecvențelor joase; această limitare, fixată la frecvența de 70 Hz, nu afectează spectrul vocalic deoarece, în cazul vorbirii, frecvența fundamentală nu scade sub această valoare. În schimb, limitarea reduce mult unele zgomote perturbatoare de joasă frecvență;

- să limiteze banda de trecere în domeniul frecvențelor înalte; frecvența de tăiere, după care atenuarea crește cu 12 dB/octavă, este de 6,3 kHz (această frecvență poate fi modificată între 5,2—7,4 kHz în funcție de frecvența de rezonanță a circuitului descris în secțiunea 2.3.2. Armonicile existente în semnalele vorbirii situate peste această frecvență, sînt atît de slabe încît, din punct de vedere practic, nu prezintă importanță. Atenuarea introdusă la frecvențele situate peste 6,3 kHz are drept scop reducerea energiei sibilantelor pentru preîntîmpinarea efectelor sonore neplăcute, despre care s-a amintit;

- să realizeze o accentuare a zonei de frecvență cuprinsă între 3—5 kHz, accentuare de mărime variabilă în funcție de compoziția spectrală și de nivelul semnalului; se creează, în acest fel, penetranța vocii și, implicit, crește perceptibilitatea. În timpul producerii sibilantelor, accentuarea se reduce corespunzător cu nivelul și compoziția spectrală ale acestora;

- să prezinte o caracteristică de transfer liniară în banda de frecvențe cuprinse între

200—2 500 Hz, pentru a nu altera principalele regiuni formantice;

— să permită, la nevoie, accentuarea zonei de frecvențe în care este situată frecvența fundamentală, pentru a compensa atenuarea care apare în această zonă, când vorbitorul este situat la distanță de microfon. Se știe că, odată cu depărtarea de microfon, frecvențele sub 250 Hz sînt atenuate (în această zonă se află situată frecvența fundamentală a majorității vorbitorilor);

— să reducă zgomotul în timpul pauzelor; dacă circuitul de accentuare a zonei 3—5 kHz ar funcționa și în pauză, el ar ridica zgomotele din domeniul de maximă sensibilitate a aparatului auditiv uman;

— să permită modificarea frecvenței de rezonanță a filtrului, în scopul obținerii unui randament vocal maxim, într-o gamă largă de situații:

— să nu introducă distorsiuni neliniare;

— să nu înrăutățească raportul semnal/zgomot;

— să semnalizeze printr-un indicator optic fără inerție, momentele în care coeficientul de amortizare a filtrului este modificat, ca urmare a schimbării compoziției spectrale (în sensul apariției componentelor care, în lipsa filtrului, ar genera efecte neplăcute). În acest fel, este posibilă o verificare vizuală a realității acustice.

2.3. Descrierea etajelor componente ale filtrului

În cele ce urmează sînt prezentate etajele componente ale acestui filtru multifuncțional, organizat conform schemei bloc din figura 4.

Filtrul corector propriu-zis este realizat din două secțiuni: un filtru activ trece-sus și un filtru activ trece-jos.

2.3.1. *Filtrul trece-sus* trebuie să îndeplinească următoarele condiții:

— să aibă amplificarea unitară;

— să realizeze, prin comutare, două caracteristici de transfer: una cu răspuns Butterworth și alta cu o accentuare a zonei 90 — 200 Hz; în ambele cazuri, frecvența de tăiere (la -3 dB) va fi 70 Hz.

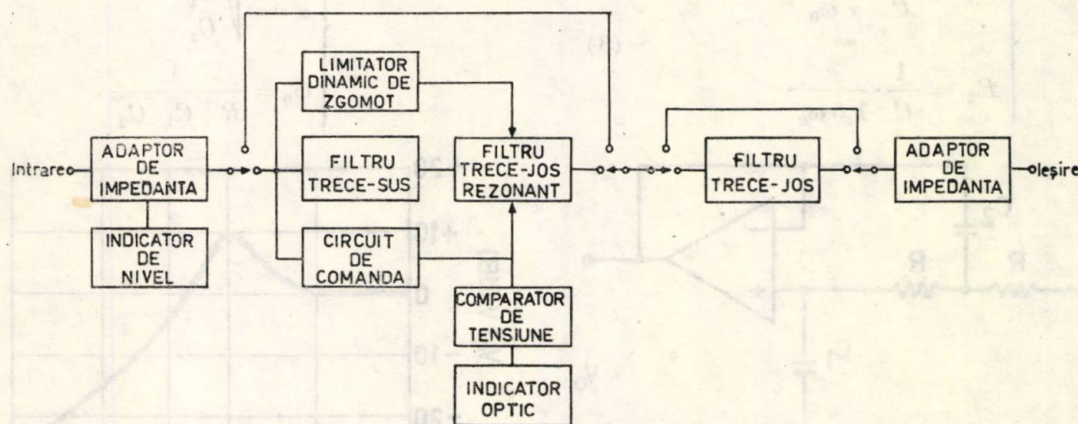
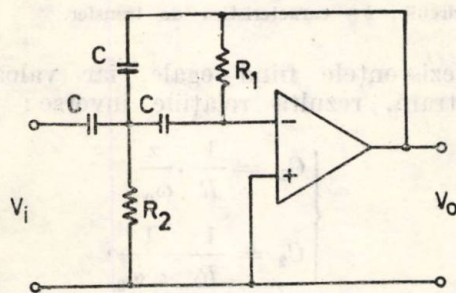
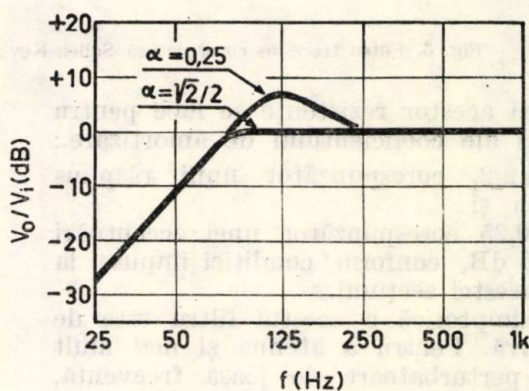


Fig. 4. Schema-bloc a filtrului pentru corecție dinamică.



a



b

Fig. 5. Filtru trece-sus cu structură Rauch: a — circuit; b — caracteristica de transfer.

— să prezinte amplificarea unitară, pentru a nu modifica nivelul general când se interconectează într-un sistem;

— să prezinte impedanțe de intrare și de ieșire adecvate;

În scopul obținerii acestor parametri, s-a ales un filtru trece-sus de ordinul 2, cu structură Rauch (contrareacție multiplă), conform figurii 5. Această structură a fost preferată pentru că permite un reglaj simplu, are un

număr redus de componente și prezintă impedanță de ieșire scăzută, înlesnind conectarea cu etajul următor [8].

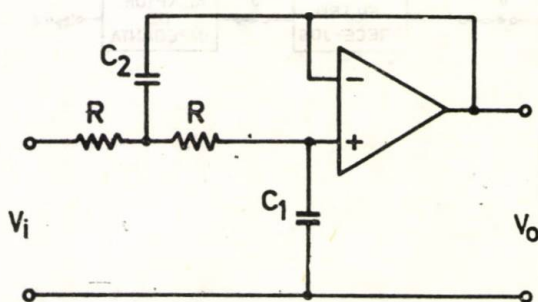
În cazul general, această schemă conține un amplificator operațional și cinci componente pasive de valori diferite. În ipoteza unui câștig unitar, condiție impusă, apare o simplificare evidentă, întrucât cele trei capacități din montaj au valoare identică [9].

În aceste condiții :

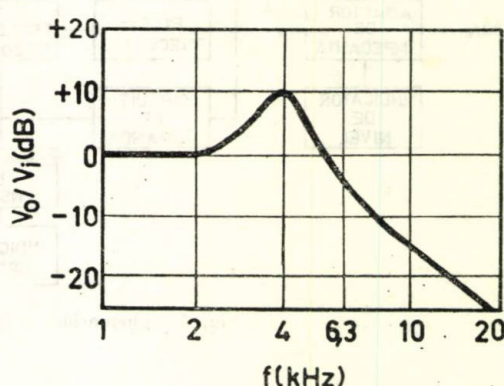
$$\begin{cases} A = -1 \\ \alpha = 1,5 \sqrt{\frac{R_2}{R_1}} \\ \omega_0 = \frac{1}{C \sqrt{R_1 R_2}} \end{cases} \quad (2)$$

Alegînd pe C arbitrar, se pot determina valorile rezistențelor :

$$\begin{cases} R_1 = \frac{1}{C} \cdot \frac{1,5}{\alpha \omega_0} \\ R_2 = \frac{1}{C} \cdot \frac{\alpha}{1,5 \omega_0} \end{cases} \quad (3)$$



a



b

Fig. 6. Filtru trece-jos cu structură Sallen-Key: a — circuit; b — caracteristica de transfer.

Calcularea acestor rezistențe se face pentru două valori ale coeficientului de amortizare :

a. $\alpha = \sqrt{2}/2$, corespunzător unui răspuns Butterworth și

b. $\alpha = 0,25$ corespunzător unei accentuări de circa 6 dB, conform condiției impuse la începutul acestei secțiuni.

Panta asimptotică a acestui filtru este de 12 dB/octavă. Pentru a atenua și mai mult zgomotele perturbatoare de joasă frecvență, înaintea acestui filtru a fost introdusă o rețea simplă RC de ordinul 1, de tip trece-sus; panta atinge, în acest fel, valoarea de 18 dB/octavă*.

* La un filtru roll-off (Sennheiser MZF5) atenuarea la 50 Hz este de cca 6 dB, iar la 25 Hz ≥ 15 dB. Filtrul realizat de autor atenuază la 50 Hz cu aproximativ 12 dB, iar la 25 Hz ≥ 25 dB.

2.3.2. Filtrul trece-jos rezonant

Cel de-al doilea filtru activ este de tip trece-jos rezonant și trebuie să răspundă următoarelor cerințe :

- să aibă amplificarea unitară (la frecvențe cu mult sub frecvența de rezonanță);
- să realizeze o accentuare de 10 dB la frecvența de rezonanță (4 kHz, și valorile corespunzătoare la ± 3 semitonuri);
- gradul de accentuare să poată fi comandat între 0 și 10 dB, prin tensiune.

A fost preferată o schemă de filtru trece-jos de ordinul 2 cu structură Sallen-Key (generator de tensiune comandat) conform figurii 6, deoarece are un număr redus de componente pasive, permite reglaje simple și prezintă impedanță de ieșire scăzută. Într-una din ipotezele simplificative [9], cele două capacități au valori diferite și câștigul unitar.

În acest caz, circuitul este definit de parametrii :

$$\begin{cases} A = 1 \\ \alpha = \sqrt{\frac{C_1}{C_2}} \\ \omega_0 = \frac{1}{R \sqrt{C_1 C_2}} \end{cases} \quad (4)$$

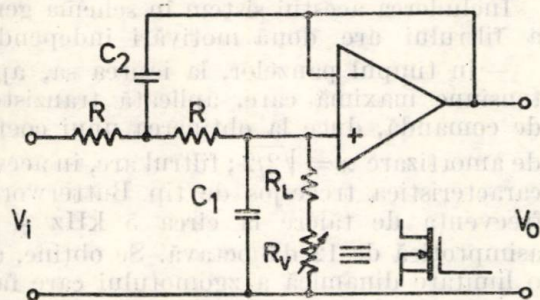
Rezistențele fiind egale, iar valoarea lor arbitrară, rezultă relațiile inverse :

$$\begin{cases} C_1 = \frac{1}{R} \cdot \frac{\alpha}{\omega_0} \\ C_2 = \frac{1}{R} \cdot \frac{1}{\alpha \omega_0} \end{cases} \quad (5)$$

unde $\alpha = 0,15$ (pentru accentuarea maximă impusă de 10 dB, la $f_0 = 4$ kHz). Pentru determinarea valorică a rezistențelor corespunzătoare celorlalte frecvențe de rezonanță (± 3 semitonuri față de 4 kHz) se folosește formula :

$$R = \frac{1}{\omega_0 \sqrt{C_1 C_2}} \quad (6)$$

Schema completă, conform figurii 7, se remarcă printr-o particularitate introdusă de autor, care se referă la posibilitatea modificării coeficientului de amortizare, fără a schimba ω_0 și câștigul. Această modificare se obține prin șuntarea capacității C_1 cu o rezistență de amortizare, egală cu $R_L + R_v$. Pentru valori ale rezistenței variabile — R_v — cuprinse între ∞ și 0, coeficientul de amortizare α , variază între 0,15 și $\sqrt{2}/2$. Se remarcă limitarea coeficien-



circuite RC care determină timpii de creștere și de descreștere a tensiunii de comandă. Prin comutare, se pot alege diferite valori pentru constantele de timp ale acestor circuite RC .

Timpul de creștere (deschidere) poate fi modificat în limitele 0,5–1–2,5–5 ms; de obicei, se alege valoarea de 1 ms. O valoare mai mică conduce la apariția zgomotelor parazite cu caracter de impuls și a distorsiunilor. O valoare mai mare de 5 ms ar face ca sistemul

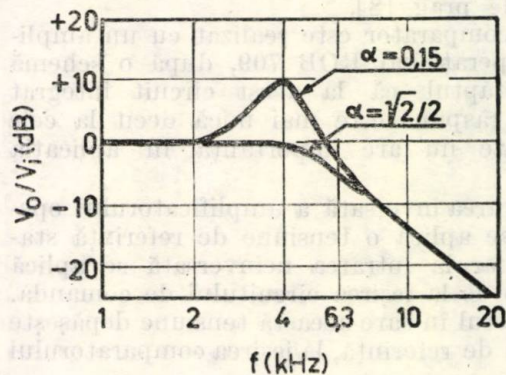


Fig. 7. Filtru trece-jos cu coeficient de amortizare comandat prin tensiune: *a* — circuit; *b* — caracteristica de transfer.

tului de amortizare la valoarea $\sqrt{2}/2$, pentru care filtrul se caracterizează printr-un răspuns Butterworth. Limitarea coeficientului de amortizare la valoarea $\alpha = \sqrt{2}/2$, este determinată de rezistența R_L din figura 7.

Pentru ca gradul de accentuare să poată fi comandat între 0 și 10 dB prin tensiune — condiție impusă —, rezistența R_v se înlocuiește cu rezistența diferențială drenă-sursă a unui tranzistor MOS-FET. În acest caz, coeficientul de amortizare (și, implicit, amplificarea la frecvența de rezonanță) este o funcție de tensiunea de comandă aplicată porții tranzistorului MOS-FET.

În figura 8 este reprezentată dependența amplificării la frecvența de rezonanță, funcție de tensiunea de comandă aplicată porții unui tranzistor ROS-02, avînd curentul de drenă la polarizare nulă pe poartă $I_{DSS} = 3,5$ mA și polarizat cu +6V pe sursă.

2.3.3. Circuitul de comandă. O altă unitate importantă a acestui filtru complex, este circuitul de comandă, constituit dintr-un amplificator cu caracteristică de răspuns neliniară. Scopul lui este acela de a debita, la ieșire, o tensiune corelată cu caracteristicile spectrale ale semnalului aplicat la intrare sau, mai exact, proporțională cu nivelul componentelor de frecvență ridicată. Ieșirea acestui circuit este conectată, pe de o parte, cu poarta tranzistorului de comandă a coeficientului de amortizare, iar pe de altă parte, cu un comparator de tensiune.

Între circuitul de comandă și poarta tranzistorului MOS-FET sînt introduse o serie de

să nu reacționeze la variațiile rapide caracteristice fazei inițiale a producerii consoanelor ocuzive.

Timpul de descreștere (revenire) poate fi modificat în limitele 5 — 10 — 25 — 50 — 100 ms. Alegerea optimă se face avînd în vedere că timpii scurți pot genera distorsiuni, iar cei mari pot afecta spectrul semnalelor care urmează după sibilante producînd, în cazul vocalelor, o senzație auditivă similară efectului *drop-out*. Valoarea optimă a timpului de revenire este de 25 ms; pe măsură, însă, ce scade debitul vorbirii, timpul de revenire poate fi mărit.

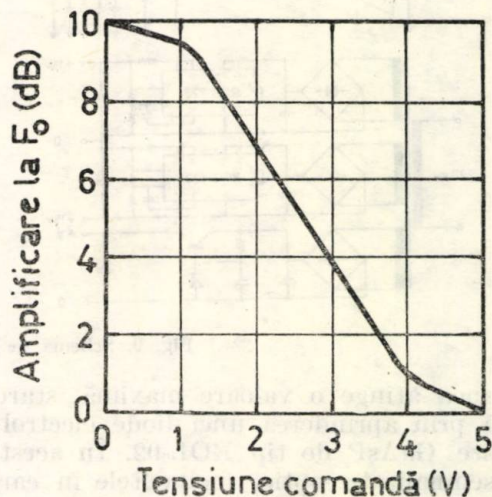


Fig. 8. Dependența amplificării la frecvența de rezonanță, în funcție de tensiunea de comandă.

Stabilirea acestor valori pentru timpii de deschidere și de revenire a fost corelată și cu rezultatele unor măsurători prin analiză și sinteză, efectuate pe sibilante și ocluzive, cu analizorul spectral Kay Electric 661 A și cu sintetizorul de vorbire S 308 AL.

2.3.4. Comparatorul de tensiune. După cum s-a arătat mai sus, tensiunea disponibilă la ieșirea circuitului de comandă este aplicată și unui comparator de tensiune de tipul detectorului de prag [8].

Acest comparator este realizat cu un amplificator operațional ROB 709, după o schemă clasică (faptul că la acest circuit integrat viteza de răspuns este mai mică decît la cele specializate nu are importanță în aplicația de față).

La intrarea inversată a amplificatorului operațional se aplică o tensiune de referință stabilizată, iar la intrarea neinversată se aplică tensiunea de la ieșirea circuitului de comandă. În momentul în care această tensiune depășește tensiunea de referință, la ieșirea comparatorului

2.3.5. Limitatorul dinamic de zgomot. Alt etaj component al acestui filtru complex, este sistemul de reglare automată a coeficientului de amortizare a filtrului trece-jos rezonant, în funcție de nivelul general al semnalului. La ieșirea acestuia se obține o tensiune invers proporțională cu nivelul general al semnalului; această tensiune se aplică pe poarta tranzistorului MOS-FET care reglează coeficientul de amortizare a filtrului trece-jos rezonant.

Includerea acestui sistem în schema generală a filtrului are două motivări independente:

— în timpul pauzelor, la ieșirea sa, apare o tensiune maximă care, aplicată tranzistorului de comandă, duce la obținerea unui coeficient de amortizare $\alpha = \sqrt{2/2}$; filtrul are, în acest caz, caracteristica trece-jos de tip Butterworth cu frecvența de tăiere la circa 5 kHz și panta asimptotică de 12 dB/octavă. Se obține, astfel, o limitare dinamică a zgomotului care face ca introducerea acestui filtru într-un amplificator să nu înrăutățească raportul semnal/zgomot;

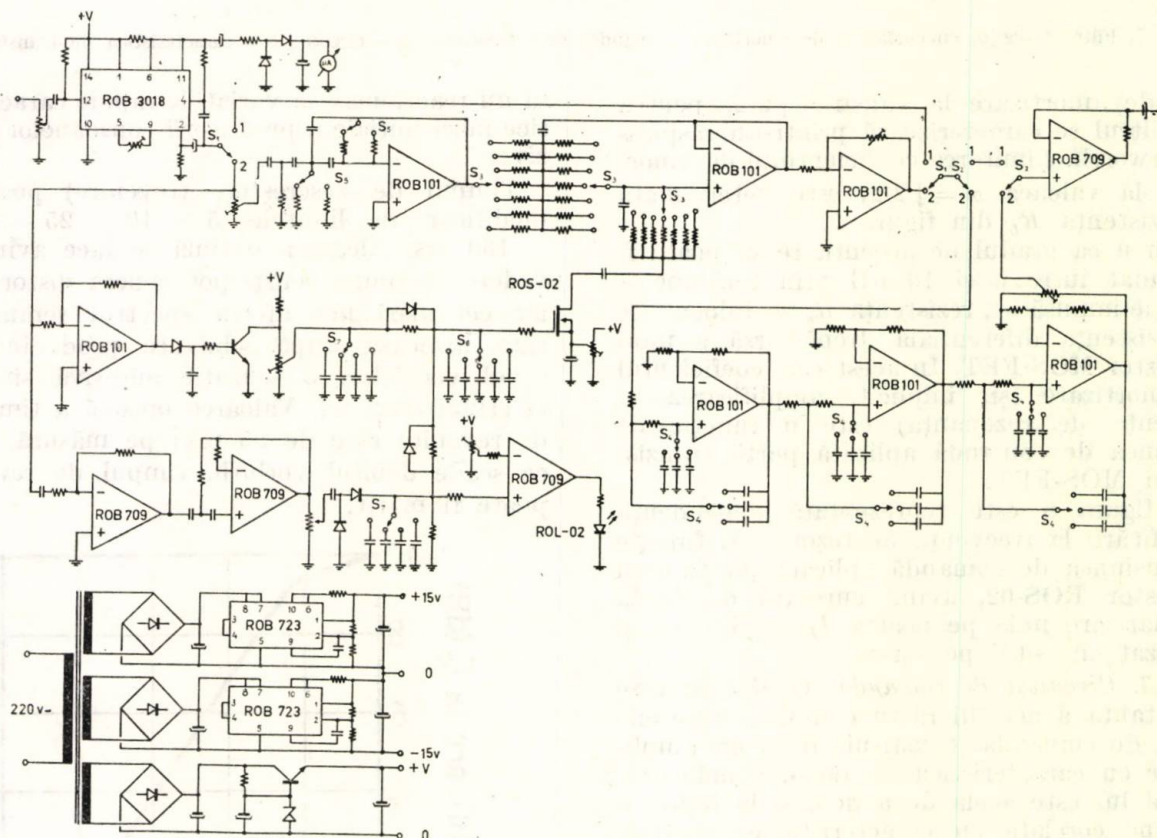


Fig. 9. Schema de principiu a filtrului multifuncțional.

tensiunea atinge o valoare maximă, stare indicată prin aprinderea unei diode electroluminiscente GaAsP de tip ROL-02. În acest fel, sînt semnalizate optic, momentele în care se modifică coeficientul de amortizare a filtrului, ca urmare a variației compoziției spectrale în zona frecvențelor superioare.

— pe măsură ce nivelul general scade sub -20 dB, față de nivelul de referință 0 dB, se introduce automat o amortizare proporțională. Aceasta este în deplină concordanță cu realitatea deoarece, așa cum reiese din secțiunea 2.1., amplitudinea armonicilor superioare se reduce odată cu intensitatea la care se produce

vorbirea. Pentru nivele cuprinse între 0 și -20 dB, nu se produc modificări esențiale.

2.4. Filtru trece-jos cu pantă asimptotică mare

Filtrul activ prezentat în această secțiune poate fi folosit separat sau inseriat cu filtrul corector descris mai sus. În cazul inserierii cu filtrul corector, ansamblul este util pentru ameliorarea înregistrărilor vechi; vocea este scoasă în evidență simultan cu atenuarea zgomotelor de frecvență înaltă (fișit la discurile cu 78 ture/minut).

Filtrul este de tip Butterworth de ordinul 6 și a fost preferat din următoarele considerente [10]:

- prezintă undulație nulă în banda transmisă;
- are un răspuns bun la regim tranzitoriu;
- este puțin sensibil la variația componentelor;
- permite modificarea ușoară a frecvenței de tăiere.

Montajul este realizat cu 6 celule RC identice și trei amplificatoare operaționale ROB 101. Frecvențele de tăiere (la -3 dB) au fost fixate la valorile de 4,5 kHz; 6,3 kHz și 8,8 kHz. Panta asimptotică a acestui filtru are valoarea de 36 dB/octavă.

2.5. Etajele adaptare de impedanță

Se știe că, în cele mai multe cazuri, pentru a nu perturba funcționarea unor etaje între care se introduce un dispozitiv exterior, acesta din urmă trebuie să prezinte impedanță de intrare mare și impedanță de ieșire mică. Pentru obținerea acestora, la intrarea generală a filtrului se utilizează un adaptor de impedanță realizat cu configurația Darlington din circuitul integrat liniar ROB 3018. (Ceilalți doi tranzistori disponibili din matricea ROB 3018, sînt conectați tot în configurație Darlington, dar cu posibilitatea modificării cîștigului în curent; acest montaj se folosește la indicatorul de nivel). La ieșirea generală a filtrului se utilizează un circuit repetoar, în scopul obținerii unei impedanțe de ieșire de valoare mică. În circuit se folosește un amplificator operațional ROB 709 cu rețea de compensare adecvată, asigurîndu-se o bună stabilitate pentru orice sarcină reactivă conectată la ieșire.

2.6. Unitatea de alimentare

Alimentarea circuitelor integrate folosite în filtru este asigurată de o sursă de alimentare

dublă. Stabilizarea tensiunilor în alimentator se obține prin intermediul a două circuite integrate ROB 723. Deoarece curentul consumat este redus, nu a fost necesară folosirea unor tranzistoare exterioare.

Schema de principiu a acestui filtru multifuncțional este redată în figura 9.

3. Concluzii

Folosirea tranzistoarelor MOS-FET, în corectoarele automate descrise mai sus, s-a dovedit oportună. Versatilitatea dispozitivului, concretizată prin posibilitatea obținerii diferitelor caracteristici, în funcție de tensiunea de comandă aplicată porții, pentru diferite valori ale polarizării sursei sau substratului, a permis alegerea unor caracteristici adecvate pentru fiecare corector în parte. Trebuie subliniat, însă, că utilizarea optimă a tranzistoarelor MOS-FET, presupune respectarea limitelor maxim admise și a precauțiilor speciale specificate de producător în foaia de catalog. Depășirea valorilor maxim admise sau manipularea greșită a dispozitivului conduce la degradarea performanțelor acestuia sau la distrugerea lui.

Se menționează, în încheiere, că filtrul multifuncțional descris în acest articol a fost realizat, în întregime, cu componente semiconductoare produse de I.C.C.E. București.

BIBLIOGRAFIE

- [1] *** *Tontechnische Geräte und Anlagen für Film, Fernseh- und Tonfunkstudios*. Katalog TuF 3. September 1974, Siemens
- [2] *** *Short form catalogue*. Publication AM 102. Neve.
- [3] *** *Micro-revue*, 1972, Sennheiser.
- [4] Gafton, N. *Vorbirea curentă și vorbirea de performanță*. În: *Teatrul*, nr. 6, 1971, p. 34.
- [5] Gafton, N., Redeuș, Alex., Lăzăroiu, A. *Intensitatea, spectrul și perceptibilitatea vocalelor și consoanelor limbii române*. Comunicare acceptată la Ninth International Congress on Acoustics, Madrid, Spania, 1977.
- [6] Lăzăroiu, A. *Construcția sintetizoarelor de vorbire la Centrul de cercetări fonetice și dialectale al Academiei R.S. România*. În: *Progresele științei*, vol. VII, nr. 6, 1971, p. 285-289.
- [7] Lăzăroiu, A. *Synthétiseur de parole destiné aux recherches en phonétique*. În: *Revue Roumaine de Linguistique*, XVIII, no. 6, 1973, p. 551-564.
- [8] Bulucea, C., Vais M., Profeta, H. *Circuite integrate liniare*. Ed. Tehnică, București, 1976.
- [9] Gazin, J.F. *Filtres actifs à amplificateurs opérationnels*. Manuel d'applications. Sescosem.
- [10] Bildstein, P. *Filtres actifs*. Paris, Editions Radio, 1972.

CZ 621.314.76

TRANZISTOARE BIPOLARE
FRECVENȚĂ DE TRANZIȚIE

Frecvența de tranziție (f_T) a tranzistoarelor bipolare *

ANDREI MIHNEA, MARTA GHEORGHE** — București

Introducere

Frecvența de tranziție constituie un important factor de merit al tranzistoarelor bipolare. Definirea clasică a acestui parametru se bazează pe existența unui domeniu de frecvență în care câștigul de curent de semnal mic h_{fe} variază invers proporțional cu frecvența (scade cu 6 dB pe octavă).

Frecvența de tranziție se obține din extrapolarea curbei h_{fe} funcție de frecvență din domeniul de frecvență menționat către frecvențe mari, la nivelul $h_{fe} = 1$.

Pentru parametrul astfel definit s-a stabilit [1] o relație simplă, bazată pe împărțirea structurii tranzistorului în regiuni neutre și regiuni de golire completă, separate prin interfețe ideale, de grosime nulă:

$$\frac{1}{2\pi f_T} = \sum_i \tau_i.$$

În lucrarea de față se reformulează expresia frecvenței de tranziție cu un grad de generalitate mai mare, deducându-se o expresie de sumare liniară a timpilor de întârziere. Tratatul are la bază modelul lui Gummel al tranzistorului bipolar [2] extins în cazul nestacionar. Expresia care se va deduce este foarte asemănătoare cu expresia clasică a produsului câștig-frecvență obținută în [3–5], valabilitatea sumării liniare fiind demonstrată în ipoteze mai puțin restrictive decât în lucrările citate.

Elementul nou constă în tratarea unitară a regiunilor emitorului și bazei, respectiv în deducerea unui termen de întârziere global aferent. De asemenea, vor rezulta condiții de măsură pentru frecvență, implicate de condițiile teoretice din demonstrație, mai puțin restrictive decât cele clasice.

Verificarea experimentală a expresiei frecvenței de tăiere se va face la nivel calitativ, pe o familie de tranzistoare aflate în microproducție la ICCE, cu analizarea condițiilor de măsură.

* Lucrare prezentată la sesiunea științifică a ICCE, IPRS și IP, București, 24–25 iunie 1976.

** Ing. Mihnea, A. și ing. Gheorghe, M. lucrează la ICCE-București.

1. Teorie

Pentru exprimarea produsului câștig frecvență, deci a curenților de colector și bază în regim dinamic, se vor studia următoarele aspecte:

a. Prin demonstrarea relației lui Gummel generalizată la cazul nestacionar se va exprima curentul de electroni $J_n(x_B, t)$ injectat din baza neutră și se va arăta valabilitatea expresiei clasice a transconductanței statice la frecvențe înalte.

b. Analizând componentele variabile ale curenților și tensiunilor de bază și colector va rezulta expresia complexă a produsului frecvență-câștig.

1.1. Ipoteze

● Se consideră un tranzistor *NPN*, în regiunea activă normală de funcționare în regim variabil de semnal mic.

● Se admite, așa cum este cazul în mod uzual la tranzistoarele planar-epitaxiale, un dopaj mult mai puternic în bază decât în colector.

● Se consideră structura unidimensională.

● Se neglijează recombinarea.

● În diagrama cvasipotențialelor Fermi se adoptă ca origine a potențialelor, cvasipotentialul Fermi al gurilor în bază φ_p (fig. 1).

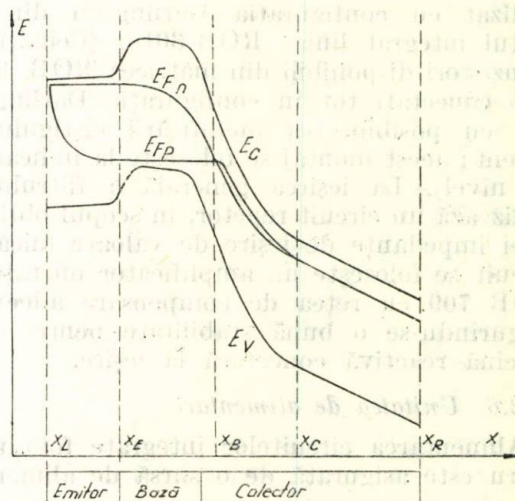


Fig. 1. Diagrama calitativă a benzilor energetice și cvasipotențialelor Fermi în structura tranzistorului.

● Se admite că punctul x_B (de intersecție a cvasipotențialelor Fermi, fig. 1) nu se modifică în cursul evoluției de regim dinamic a diagramei

cevasipotențialelor Fermi. Această presupunere este justificată în baza acceptării regimului de semnal mic și a asimetriei joncțiunii colector-bază. Astfel x_B se definește ca interfața ideală între baza neutră și regiunea de sarcină spațială colector-bază.

● Se consideră împărțirea tranzistorului în regiuni neutre și regiuni de sarcină spațială în modul următor:

— regiunea emitorului și a bazei, între secțiunile x_L și x_B (fig. 1) va fi tratată în mod unitar;

— regiunea de sarcină spațială colector-bază este delimitată de interfețe ideale de regiunea neutră a bazei și regiunea neutră a colectorului.

1.2. Relația lui Gummel pentru regimul dinamic al tranzistorului

Prin deducerea relației lui Gummel pentru regimul dinamic se obține expresia curentului de electroni care părăsește baza neutră, $J_n(x_B, t)$.

Pentru cazul nestaționar, aplicându-se procedeul lui Gummel se obține relația instantanee:

$$n_i^2 \{ e^{[\varphi_p - \varphi_n(x, t)]/(KT/q)} - e^{[\varphi_p - \varphi_n(x_0, t)]/(KT/q)} \} = \int_{x_0}^{x_1} \frac{J_n(x, t)}{qD_n} p(x, t) dx. \quad (1)$$

Ecuatia de continuitate în absența recombinării este:

$$\frac{\partial J_n(x, t)}{\partial x} = q \frac{\partial n(x, t)}{\partial t}. \quad (2)$$

Se va opera o descompunere a sarcinii spațiale a purtătorilor de un același tip în sarcină neutralizată și sarcină netă, conform metodei date de Chawla și Gummel în [6], astfel:

$$n(x, t) = n_s(x, t) + n_n(x, t), \quad (3)$$

în care: $n_s(x, t)$ reprezintă concentrația de electroni în aproximația neutralității sarcinii în toată structura tranzistorului astfel că:

$$p_s(x, t) - n_s(x, t) + N_D(x) - N_A(x) = 0, \quad (3')$$

$n_n(x, t)$ fiind concentrația netă de electroni care satisface ecuația (3) prin definiție. Admițând variații staționare ale concentrației nete de electroni pînă la frecvențe limitate de timpul de relaxare ($\sim 10^{12}$ Hz) se poate scrie:

$$\frac{\partial n_n}{\partial t} = \frac{\delta n_n}{\delta V_{BE}} \cdot \frac{dV_{BE}}{dt}. \quad (4)$$

În diagramele din [6] se arată că $\frac{\delta n_n}{\delta V_{BE}}$ este nenul numai într-o regiune foarte îngustă

din emitor, în vecinătatea joncțiunii metalurgice, această regiune fiind interfața reală de lățime finită, între regiunea de sarcină spațială a joncțiunii și emitorul neutru.

Ținând seama de ecuațiile (1) — (4) se demonstrează, în anexa A, valabilitatea relației lui Gummel în regim variabil:

$$-J_n(x_B, t) = \frac{q_n D_n n_i^2}{P(t)} [e^{V_{BE(t)}/(KT/q)} - 1]. \quad (5)$$

Ținându-se seamă că componenta staționară a curentului satisface relația lui Gummel pentru curent continuu:

$$-J_n(x_B) = \frac{q D_n n_i^2}{P} (e^{V_{BE}/(KT/q)} - 1),$$

se obține următoarea relație pentru componenta alternativă de semnal mic:

$$-\Delta J_n(x_B, t) \cong J_n(x_B) \frac{\Delta P(t)}{P} - \frac{J_n(x_B)}{KT/q} \Delta V_{BE(t)}.$$

Neglijînd primul termen în baza condiției de semnal mic se deduce:

$$\frac{\Delta J_n(x_B, t)}{\Delta V_{BE(t)}} = \frac{J_n(x_B)}{KT/q}. \quad (6)$$

Relația (6) exprimă transconductanța statică pentru tranzistorul bipolar, valabilă conform, condiției (A4), din anexa A, pînă la frecvența limitată de tranzitul prin baza neutră.

1.3. Deducerea expresiei globale a câștigului dinamic

Inversul câștigului dinamic este:

$$\frac{1}{h_{fe}} = \frac{\Delta J_B(t)}{\Delta J_c(t)}. \quad (7)$$

Deducerea timpilor de întârziere în regiunea de sarcină spațială a colectorului și în colectorul neutru este dată în anexa B.

Presupunînd că frecvența semnalului este suficient de înaltă pentru ca în curentul alternativ de bază să predomine componenta capacitivă, se poate scrie:

$$\Delta_B J(t) = \frac{\Delta i_B(t)}{A_E} = q \frac{d\Delta P_{tot}(t)}{dt} + \Delta J_n(x_B, t) - \Delta J_n(x_c, t), \quad (8)$$

în care:

$$P_{tot}(t) = \int_{x_L}^{x_B} p(x, t) dx.$$

Ținând seama de (7) și de (B4) se obține :

$$\frac{1}{j\omega h_{fe}} \cong \frac{q\Delta P_{tot}(t)}{\Delta J_n(x_B, t)} + \frac{KT/q}{J_c} C'_{Tc} + \frac{x_d}{2v_s} + r_c C'_{Tc} A_E. \quad (9)$$

Primul termen din membrul drept al expresiei (9) exprimă întârzierea datorită următoarelor regiuni: emitorul neutru, baza neutră și regiunea de sarcină spațială emitor-bază. Explicându-l cu ajutorul relației (6) se deduce :

$$\frac{q\Delta P_{tot}(t)}{\Delta J_n(x_B, t)} = \frac{KT/q}{J_c} \cdot \frac{q}{\Delta V_{BE}(t)} \left[\int_{x_L}^{x_B} \Delta p_s(x, t) dx + \int_{x_L}^{x_B} \Delta p_n(x, t) dx \right].$$

Concentrația netă p_n variază cvasistaționar pînă la frecvența limitată de timpul de relaxare (10^{12} Hz), deci se poate scrie :

$$\frac{1}{\Delta V_{BE}(t)} \int_{x_L}^{x_B} \Delta p_n(x, t) dx = \frac{q}{\delta V_{BE}} \int_{x_L}^{x_B} \delta p_n(x) dx = C'_{TE}. \quad (10)$$

Astfel relația (9) se transcrie :

$$\frac{1}{j\omega h_{fe}} = \frac{KT}{q} \frac{1}{J_c} \frac{q}{\Delta V_{BE}(t)} \int_{x_L}^{x_B} \Delta p_s(x, t) dx + \frac{KT}{q} \frac{1}{J_c} (C'_{TE} + C'_{Tc}) + \frac{x_d}{2v_s} + r_c C'_{Tc} A_E. \quad (11)$$

Expresia (11) împreună cu condițiile pentru frecvență, deduse în anexele A și B :

$$\begin{cases} \omega \ll 1/\tau_B \\ \omega \ll 1/\left(\frac{KT/q}{I_c} C_{Tc} + \frac{x_d}{2v_s} + r_c C_{Tc}\right) \end{cases} \quad (12)$$

Constituie rezultatul principal al lucrării.

1.4. Discuție

Formula dedusă (11) este foarte asemănătoare cu cea clasică pentru produsul câștig-frecvență dar nu implică considerarea unei regiuni de golire cu limite abrupte de o parte și de alta a joncțiunii emitor-bază.

Primul termen din membrul drept al ecuației (11) exprimă întârzierea datorită stocării de sarcină neutralizată în intervalul (x_L, x_B) . Formal aceasta poate fi separată în trei componente, care descriu stocarea de sarcină neu-

tralizată, respectiv în emitorul neutru, τ_E , regiunea de sarcină spațială emitor-bază τ_{escl} , și baza neutră, τ_B :

$$\frac{KT/q}{J_c} \frac{q}{\Delta V_{BE}(t)} \int_{x_L}^{x_B} \Delta p_s(x, t) dx = \tau_S = \tau_E + \tau_{escl} + \tau_B,$$

iar expresia (11) poate fi pusă sub forma :

$$\frac{1}{\omega |h_{fe}|} = \tau_E + \tau_{escl} + \tau_B + \frac{KT}{q} (C_{TE} + C_{TC}) \frac{1}{I_c} + \frac{x_d}{2v_s} + r_c C_{TC}. \quad (13)$$

Dintre acești termeni, se poate afirma că τ_E este predominant în cazul tranzistoarelor planare cu bază mai groasă decît $0,5 \mu$ (acesta este cazul tranzistoarelor fabricate la ICCE). Pentru tranzistoarele cu bază mai subțire a fost subliniată influența termenilor τ_E , [8], și τ_{escl} [9].

În principal, se poate spune că timpul de tranzit prin emitorul neutru τ_E este neașteptat de mare datorită fenomenelor de modificare a structurii de benzi la dopări mari în emitor [10]. Pe de altă parte se demonstrează [9], că τ_{escl} este dominant în cazul gradientilor joncțiunii emitor bază mai mici decît 10^{23}cm^{-4} .

Referitor la condițiile (12) trebuie observat că frecvența de tăiere măsurată poate fi de același ordin de mărime, sau mai mică decît frecvența de măsură și, totuși, condițiile deduse să fie satisfăcătoare. În acest caz (cazul curenților de polarizare mici) ponderea majoră în valoarea frecvenței de tăiere o are termenul $\frac{KT}{q} \frac{1}{I_c} C_{TE}$.

În abordarea clasică a problemei se consideră existența unei regiuni de golire cu limite abrupte de o parte și de alta a joncțiunii emitor-bază (aproximația ASCE [6]). De aceea, termenul τ_{escl} dispăre, rămînînd ca integrala din (11) să se efectueze în regiunile neutre de emitor și bază. Dacă efectele speciale de la dopări mari [10] nu se iau în considerație, contribuția regiunii neutre a emitorului este neglijabilă. Deci, numai pentru regiunea neutră a bazei (x_A, x_B) se poate scrie :

$$\Delta p_s(x, t) = \Delta n_s(x, t) = \Delta n(x, t); \quad x \in (x_A, x_B).$$

În acest fel primul termen din ecuația (11) devine :

$$\begin{aligned} \frac{KT/q}{J_c} \frac{q}{\Delta V_{BE}(t)} \int_{x_A}^{x_B} \Delta n(x, t) dx &= \\ &= \int_{x_A}^{x_B} \frac{1}{N(x)} \int_x^{x_B} \frac{N(x')}{D_n} dx' dx. \end{aligned}$$

Pentru cazurile clasice, doparea uniformă în bază și respectiv profil exponențial de tipul: $N(x) = N_A e^{-(x-x_A)/\lambda}$, se regăsesc termenii de întârziere cunoscuți:

$$\tau_B = \frac{w_B^2}{2D_n}, \text{ cu: } w_B = x_B - x_A, \text{ bază uniform dopată, și } \tau_B = \frac{w_B^2}{D_n} \cdot \frac{e^{-\zeta} + \zeta - 1}{\zeta}, \text{ cu } \zeta = \frac{w_B}{\lambda}, \text{ profil exponențial în bază.}$$

2. Rezultate experimentale

Pentru verificarea experimentală a dependenței liniare $1/f_T = f(1/I_C)$ s-au folosit, curbele ridicate la curenți mici pentru tranzistoare rezultate în microproducție la ICCE: 2N 3866, 2N 3375, 2N 3632 (fig. 2 și fig. 3). Frecvența de

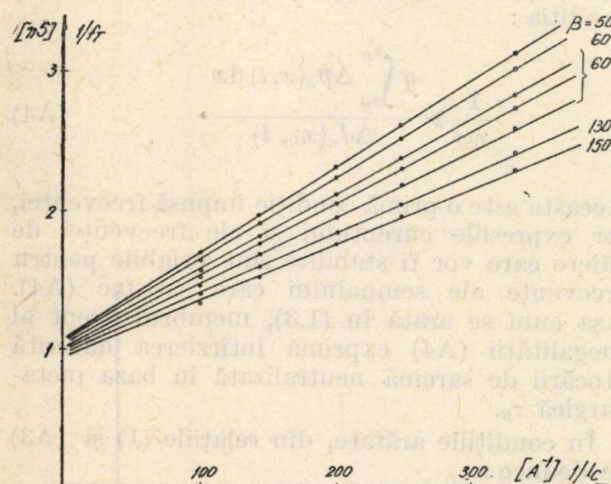


Fig. 2. Curbele experimentale $1/f_T$ în raport cu $1/I_C$ pentru tranzistoare 2N3866 din microproducția I.C.C.E.

tăiere s-a măsurat la 100 MHz, $U_{CE} = 28V$, cu aparatul TMH-100D: TOKIO DENPA KOGYO, LTD.

Panta dreptelor indică capacitatea C_{TE} , iar ordonata la origine indică suma timpilor de întârziere: $\tau_E + \tau_{esci} + \frac{x_d}{2v_s} + r_c C_{TC}$.

În figura 2 sînt trasate dreptele pentru tranzistoare 2N 3866. Timpul de întârziere total măsurat este 160 ps, iar capacitatea C_{TE} este 35 pF. Capacitatea de tranziție C_{TE} se calculează prin metoda numerică indicată de Chawla și Gummel [6]; datorită dificultăților acestui calcul el nu este abordat în lucrarea de față. Așa cum se observă din figura 2 dispersia capacității C_{TE} pentru tranzistoare din același lot este relativ mare și se corelează cu dispersia cîștigului static β . Se conchide că, aceste dispersii au drept cauză comună micile variații de adîncime a joncțiunii emitor-bază; datorită neuniformității în difuzia emitorului [11] trebuie

observat că aceste variații sînt suficient de mici pentru a nu afecta timpul τ_s .

La curenți mari, căderea lui f_T se datorează creșterii pronunțate a termenului τ_s .

În acord cu observațiile de mai sus, pentru a se putea compara curbele $1/f_T = f(1/I_C)$ ale unor tranzistoare cu arii diferite, ele trebuie ridicate în domenii de curent echivalente (la densități de curent egale).

Ca o exemplificare se dau curbele respective pentru tranzistoare 2N 3375, și 2N 3632 avînd același profil de dopare și ariile de emitor în raportul 1/2 (fig. 3).

În domenii de curent echivalente, pantele acestor curbe sînt, într-un raport egal cu cel

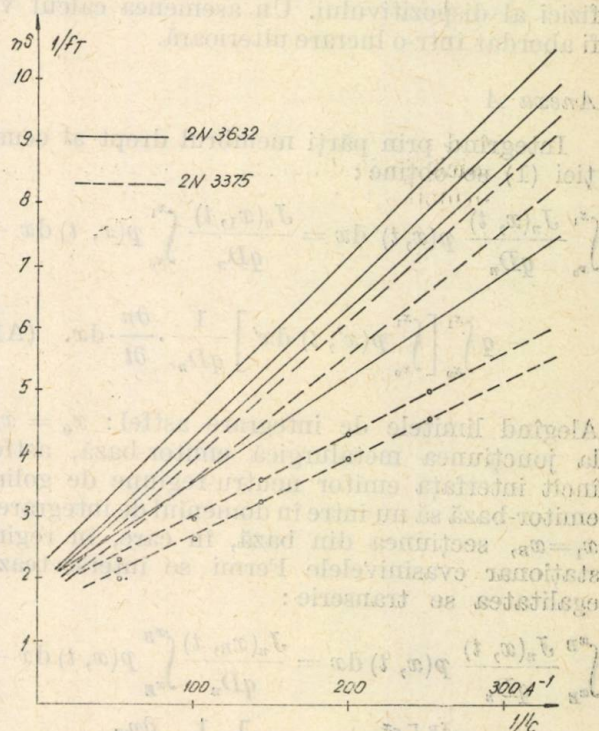


Fig. 3. Curbele experimentale $1/f_T$ în raport cu $1/I_C$ pentru tranzistoare 2N3375 și 2N3632 din microproducția I.C.C.E.

al ariilor, iar ordonatele la origine extrapolate coincid (fig. 3).

Pentru practica ridicării acestor curbe se recomandă lucrul la curenți foarte mici, unde capacitatea C_{TE} variază mai puțin cu I_C . Așa cum s-a arătat anterior, în acest caz măsurătorile sînt corecte dacă frecvența de tăiere măsurată devine de același ordin de mărime sau mai mică decît frecvența de măsură.

3. Concluzii

Principalele concluzii ale acestei lucrări de sinteză sînt următoarele:

1. Expresia cvasistacionară a transconductanței dinamice $\frac{KT/q}{I_C}$ este valabilă pînă la frec-

vențe înalte, de ordinul de mărime al valorii reciproce timpului de întârziere, datorită stocării de sarcină neutralizată în baza metalurgică ($1/\tau_B$).

2. Frecvența de tăiere definită ca produs cîștig-frecvență este dată de ecuația clasică (13), în care timpii de întârziere se însumează liniar.

3. Pentru frecvența de măsură condițiile (12) sînt mai puțin restrictive decît condiția standard de cîștig mare.

4. Rezultatele experimentale demonstrează sumarea liniară a timpilor de întârziere. Pentru o verificare cantitativă exactă a teoriei este necesar un calcul detaliat al timpilor τ_E , τ_B , τ_{esc} și capacității C_{TE} , în funcție de parametrii fizici al dispozitivului. Un asemenea calcul va fi abordat într-o lucrare ulterioară.

Anexa A

Integrînd prin părți membrul drept al ecuației (1) se obține:

$$\int_{x_0}^{x_1} \frac{J_n(x, t)}{qD_n} p(x, t) dx = \frac{J_n(x_1, t)}{qD_n} \int_{x_0}^{x_1} p(x, t) dx - q \int_{x_0}^{x_1} \left[\int_{x_0}^{x_1} p(x', t) dx' \right] \frac{1}{qD_n} \cdot \frac{\partial n}{\partial t} \cdot dx. \quad (A1)$$

Alegînd limitele de integrare astfel: $x_0 = x_E$, la joncțiunea metalurgică emitor-bază, astfel încît interfața emitor neutru-regiune de golire emitor-bază să nu intre în domeniul de integrare; $x_1 = x_B$, secțiunea din bază, în care, în regim staționar cvasinivelele Fermi se intersectează egalitatea se transcrie:

$$\int_{x_E}^{x_B} \frac{J_n(x, t)}{qD_n} p(x, t) dx = \frac{J_n(x_B, t)}{qD_n} \int_{x_E}^{x_B} p(x, t) dx - q \int_{x_E}^{x_B} \left[\int_{x_E}^{x_B} p(x') dx' \right] \frac{1}{qD_n} \cdot \frac{\partial n_s}{\partial t} \cdot dx,$$

sau mai departe, avînd în vedere (3'),

$$\int_{x_E}^{x_B} \frac{J_n(x, t)}{qD_n} p(x, t) dx = \frac{J_n(x_B, t)}{qD_n} \int_{x_E}^{x_B} p(x, t) dx - \frac{1}{qD_n} \int_{x_E}^{x_B} \left[\int_{x_E}^{x_B} p(x') dx' \right] q \frac{\partial p_s}{\partial t} dx. \quad (A2)$$

Aplicînd o mediere în membrul al doilea se deduce:

$$\int_{x_E}^{x_B} \frac{J_n(x, t)}{qD_n} p(x, t) dx = \frac{1}{qD_n} \int_{x_E}^{x_B} p(x, t) dx \left[J_n(x_B, t) - \eta q \int_{x_E}^{x_B} \frac{\partial p_s}{\partial t} dx \right], \quad (A3)$$

unde ξ reprezintă o secțiune determinată în intervalul (x_E, x_B) . Raportul η este în orice caz subunitar.

Considerînd regimul variabil de semnal mic, avem:

$$p(x, t) = p(x) + \Delta p(x, t); \text{ cu: } p(x, t) = \Delta p(x) \exp(j\omega t); p(x, t) \ll p(x).$$

În mod similar, se consideră aceleași forme de variație pentru curenți. În aceste condiții, paranteza din (A3) capătă forma:

$$J_n(x_B) + \Delta J_n(x_B, t) - j\omega \eta q \int_{x_E}^{x_B} \Delta p_s(x, t) dx.$$

În această sumă, ponderea termenului al treilea crește cu frecvența și se poate neglija în condiția:

$$\frac{1}{\eta\omega} \gg \frac{q \int_{x_E}^{x_B} \Delta p_s(x, t) dx}{\Delta J_n(x_B, t)}. \quad (A4)$$

Aceasta este o primă condiție impusă frecvenței, iar expresiile curenților și ale frecvenței de tăiere care vor fi stabilite sînt valabile pentru frecvențe ale semnalului care satisfac (A4). Așa cum se arată în (1.3), membrul drept al inegalității (A4) exprimă întârzierea datorită stocării de sarcină neutralizată în baza metalurgică τ_B .

În condițiile arătate, din relațiile (1) și (A3) se deduce:

$$\frac{qD_n n_i^2}{\int_{x_E}^{x_B} p(x, t) dx} \{ e^{[\varphi_p - \varphi_n(x_B, t)]/(KT/q)} - e^{[\varphi_p - \varphi_n(x_E, t)]/(KT/q)} \} = J_n(x_B, t), \quad (A5)$$

sau:

$$J_n(x_B, t) = \frac{qD_n n_i^2}{P(t)} [e^{V_{BE}(t)/KT/q} - 1], \quad (A6)$$

unde s-a notat:

$$P(t) = \int_{x_E}^{x_B} p(x, t) dx \text{ și } V_{BE}(t) = \varphi_p - \varphi_n(x_E, t).$$

Relația (A6) este forma instantanee, pentru regim variabil, a relației lui Gummel.

Anexa B

Curentul continuu de colector este dat de electronii injectați din secțiunea x_B :

$$J_N(x_B) = J_n(x_C) = J_C.$$

Într-o secțiune oarecare din regiunea de sarcină spațială a colectorului, curentul de electroni injectat din bază este întârziat cu durata $(x - x_B)/v_s$, dacă se presupune că electronii traversează această regiune cu viteza de drift saturată v_s :

$$\Delta J_n(x, t) = \Delta J_n(x_B, t) e^{-j\omega \frac{x-x_B}{v_s}}, \quad x \in (x_B, x_C).$$

Curentul alternativ total, constant între x_B și x_C , poate fi calculat în secțiunea x :

$$\Delta J_{\text{tot}}(t) = \Delta J_n(x, t) + \varepsilon \frac{\partial E(x, t)}{\partial t}.$$

Rezultă:

$$\begin{aligned} \Delta J_C(t) &= \frac{1}{x_C - x_B} \int_{x_B}^{x_C} \Delta J_{\text{tot}}(t) dx = \\ &= \frac{1}{x_C - x_B} \int_{x_B}^{x_C} \Delta J_n(x, t) dx + \\ &+ \frac{\varepsilon}{x_C - x_B} \cdot \frac{d}{dt} \int_{x_B}^{x_C} E(x, t) dx = \\ &= \frac{1}{x_C - x_B} \cdot \Delta J_n(x_B, t) \int_{x_B}^{x_C} e^{-j\omega \frac{x-x_B}{v_s}} dx + \\ &+ C'_{TC} \frac{dV_{BC}(t)}{dt}, \end{aligned}$$

$$\Delta J_C(t) \cong \Delta J_n(x_B, t) e^{-j\omega \frac{x_d}{2v_s}} + C'_{TC} \frac{dV_{BC}(t)}{dt}, \quad (\text{B1})$$

în care:

$$V_{BC}(t) = \int_{x_B}^{x_C} E(x, t) dx.$$

$C'_{TC} = \varepsilon/x_d$, capacitatea specifică a regiunii de sarcină spațială colector-bază.

În regiunea neutră a colectorului, curentul alternativ este numai curent de electroni:

$$\Delta J_n(x, t) = \Delta J_{\text{tot}}(t) \equiv \Delta J_C(t); \quad x \in (x_C, x_R).$$

Datorită faptului că în regiunea menționată conducția este ohmică, se poate scrie:

$$\Delta V_{CB}^{\text{ext}}(t) = \Delta V_{BC}(t) + r_C \Delta i_C(t). \quad (\text{B2})$$

În condiția de tensiune la terminale $V_{CE}^{\text{ext}}(t) = 0$, relația (B1) se transcrie astfel:

$$\Delta V_{BC}(t) = -\Delta V_{BE}^{\text{ext}}(t) - r_C A_E \Delta J_C(t).$$

Diferența între tensiunea $\Delta V_{BE}(t)$ și $\Delta V_{BE}^{\text{ext}}(t)$ este dată de căderea ohmică pe rezistența serie parazită de emitor r_E :

$$\Delta V_{BE}^{\text{ext}}(t) - \Delta V_{BE}(t) = r_E \Delta i_E(t).$$

Avînd în vedere dopajul mare în emitor, se neglijează această rezistență serie și se obține:

$$\Delta V_{BC}(t) = -\Delta V_{BE}(t) - r_C A_E \Delta J_C(t). \quad (\text{B3})$$

Introducîndu-se (B3) în (B1) rezultă:

$$\Delta J_C(t) = \frac{\Delta J_n(x_B, t) e^{-j\omega \frac{x_d}{2v_s}} - j\omega C'_{TC} \Delta V_{BE}(t)}{1 + j\omega r_C C'_{TC} A_E}.$$

Utilizînd relația transconductanței dinamice (6) pentru a se elimina $V_{BE}(t)$, se obține:

$$\begin{aligned} \frac{\Delta J_C(t)}{\Delta J_n(x_B, t)} &= \frac{e^{-j\omega \frac{x_d}{2v_s}} - j\omega \frac{KT/q}{J_C} C'_{TC}}{1 + j\omega r_C C'_{TC} A_E} \approx \\ &\approx \frac{1}{1 + j\omega \left(\frac{KT/q}{J_C} C'_{TC} + \frac{x_d}{2v_s} r_C + r_C C'_{TC} A_E \right)}, \end{aligned}$$

unde s-a admis condiția:

$$\omega \left(\frac{KT/q}{J_C} C'_{TC} + \frac{x_d}{2v_s} r_C + r_C C'_{TC} A_E \right) \ll 1. \quad (\text{B4})$$

LISTA DE NOTAȚII

A_E	— aria de injecție a emitorului;
C_{TE}	— capacitatea de barieră a joncțiunii emitor-bază;
C_{TC}	— capacitatea de barieră a joncțiunii colector-bază;
C'_{TE}	— capacitatea specifică a regiunii de sarcină spațială emitor-bază;
C'_{TC}	— capacitatea specifică a regiunii de sarcină spațială colector-bază;
D_n	— constanta de difuzie a electronilor;
D_p	— constanta de difuzie a gurilor;
δ_m	— notație generală pentru variația netemporală a oricărei mărimi din lucrare;
E	— cîmpul electric;
ε	— permitivitatea siliciului;
η	— raportul integralelor de sarcină = $\frac{\int_{x_E}^{x_C} p(x') dx'}{\int_{x_E}^{x_B} p(x') dx'}$;
f_T	— frecvența de tranziție;
φ_n	— cvasipotențialul Fermi pentru electroni;
φ_p	— cvasipotențialul Fermi pentru guri;
h_{fe}	— câștigul în curent de semnal mic;
$i_B(t)$	— curentul de bază instantaneu global;
$i_C(t)$	— curentul de colector instantaneu global;
$i_E(t)$	— curentul de emitor instantaneu global;
I_C	— curentul de colector staționar total;
$j = \sqrt{-1}$	— simbolul imaginar;
J_B	— densitatea curentului de bază;
J_C	— densitatea curentului de colector;
J_n	— densitatea curentului de electroni;
λ	— lungimea caracteristică a difuziei, pentru profil exponențial;
$m(x, t) = m(x) + \Delta m(x, t)$	— notație generală pentru orice mărime din lucrare, variabilă spațial și temporal în care:
$m(x)$	— valoarea de regim staționar a oricărei mărimi;

$\Delta m(x, t)$	— componenta variabilă a mărimii respective;
$\Delta m(x)$	— amplitudinea componentei variabile;
μ_n	— mobilitatea electronilor;
μ_p	— mobilitatea golurilor;
n_i	— concentrația intrinsecă în siliciu;
n_s	— concentrația de electroni în aproximația neutralității sarcinii;
n_n	— concentrația netă de electroni;
$N(x)$	— concentrația netă de impurități;
$N_A(x)$	— concentrația de acceptori;
$N_D(x)$	— concentrația de donori;
N_{BS}	— concentrația superficială a difuziei de bază;
N_{ES}	— concentrația superficială a difuziei de emitor;
ξ	— secțiune în intervalul (x_E, x_B) ;
p	— concentrația de goluri;
p_s	— concentrația de goluri în aproximația neutralității sarcinii;
p_n	— concentrația netă de goluri;

$P(t) = \int_{x_E}^{x_B} p(x, t) dx$ — integrala concentrației de goluri în bază;

$P_{tot}(t) = \int_{x_L}^{x_B} p(x, t) dx$ — integrala concentrației de goluri totale

de la contactul de emitor x_L până la secțiunea x_B ;

q	— sarcina electronului;
r_c	— rezistența serie de colector;
r_E	— rezistența serie de emitor;
ρ_{epi}	— rezistivitatea stralului epitaxial;
τ_B	— timpul de întârziere datorită stocării în bază metalurgică;
τ_E	— timpul de tranzit prin emitorul neutru;
τ_{esci}	— timpul de întârziere datorită stocării în regiunea de sarcină spațială emitor-bază;
τ_i	— timp de întârziere în formula frecvenței de tranziție;
τ_s	— timpul de întârziere total format din întârzierile din regiunea (x_L, x_B) ;
v_s	— viteza de drift saturată;
V_{BE}	— tensiunea emitor-bază pe joncțiune;
$V_{BC}(t)$	— tensiunea instantanee pe regiunea de sarcină spațială colector-bază;
V_{BC}^{ext}	— tensiunea colector-bază la terminale;
V_{BE}^{ext}	— tensiunea emitor-bază la terminale;
V_{CE}^{ext}	— tensiunea colector-bază la terminale;
x_A	— secțiunea din bază la interfața regiunii de sarcină spațială emitor-bază, bază neutră;
x_B	— secțiunea din bază între baza neutră și regiunea de sarcină spațială colector-bază;

x_C	— secțiunea din colector la interfața regiunii de sarcină spațială colector-bază-colectorul neutru;
x_d	— grosimea regiunii de sarcină spațială colector-bază;
x_{epi}	— grosimea stratului epitaxial;
x_E	— secțiunea joncțiunii metalurgice emitor-bază;
x_R	— secțiunea din colector, colector-contact de colector;
x_L	— secțiunea din emitor, emitor-contact de emitor;
w_B	— grosimea bazei metalurgice;
ω	— pulsația.

BIBLIOGRAFIE

- [1] Early, J. M. *Structure determined gain-band product of junction transistors*. In: Proceedings of IRE 46, 1958, p. 1924—1927.
- [2] Gummel, H. K. *A charge control relation for bipolar transistors*. In: Bell Sysem Technical Journal, 49 1970, p. 115—120.
- [3] Phillips, A. *Transistors engineering*. Mc Graw-Hill Book Company, 1962.
- [4] Drăgănescu, M. *Procese electronice în dispozitive semiconductoare de circuit*. Ed. Academiei, 1962.
- [5] Lindmayer, J. și Wrigley, C. Y. *Beta cutoff frequencies of junction transistors*. In: Proceedings of IRE, 50, 1962, p. 192.
- [6] Chawla, B. R. și Gummel, H. K. *Transition capacitance of diffused p-n junctions*. In: IEEE Transactions on Electron Devices, ED-18, 1971, p. 178—195.
- [7] Kennedy, D. P. *The potential and electric field at the metalurgical boundary of an abrupt p-n semiconductor junction*. In: IEEE Transactions on Electron Devices, ED-22, 1975, p. 988—994.
- [8] De Man, H., Mertens, R., Van Overstraeten, R. *Influence of heavy doping effects on the f_T prediction of transistors*. In: Electronics Letters 9, nr. 8/9, 1973.
- [9] Kerr, J. A. și Berz, F. *The effect of emitter doping gradient on f_T in microwave bipolar transistors*. In: IEEE Transactions on Electron Devices, ED-22, 1975, p. 15—20.
- [10] Van Overstraeten, E., De Man, H., Mertens, R. *Transport equations in heavy doped silicon*. In: IEEE Transactions on Electron Devices, ED-20, 1973, p. 290—298.
- [11] Poon, H. C. și Wilson, C. L. *Calculation of collector current variation in bipolar transistors*. In: Solid State Electronics, 17, 1974, p. 973—975.

CZ 681.31

CIRCUITE LOGICE COMBINAȚIONALE
DETECTARE
ALGORITM

Detectarea erorilor în circuitele logice combinaționale

OLEG CERNIAN, IOAN CAUȚIL, GEORGE CHIRCĂ* — Craiova

Introducere

Odată cu creșterea complexității circuitelor logice, detectarea unor porți logice defecte prin verificarea fiecărei porți în parte devine imposibilă din cauza numărului mare de porți ale unui circuit și datorită faptului că în circuitele integrate o serie de terminale de intrare

sau de ieșire ale unor porți nu sînt accesibile din exterior.

În cazul unui circuit logic cu una sau mai multe porți defecte, ieșirile circuitului nu au valorile corecte pentru anumite combinații ale intrărilor. Metodele de detectare a erorilor caută acele combinații ale intrărilor care în cazul uneia sau mai multor porți defecte să pună în evidență valorile incorecte ale ieșirilor.

* Ing. Cernian, O., ing. Cauțil, I. și Chircă, G. lucrează la Universitatea din Craiova.

1. Erorile circuitelor logice

Multe din defectele porților logice se manifestă prin punerea la 0 ($p=0$) sau punerea la 1 ($p=1$) a unora din terminalele lor. Aceste erori se numesc erori logice și în cele ce urmează se va considera detectarea acestor erori. O mulțime de valori aplicate intrărilor circuitului, care permit distingerea la ieșire a circuitului defect de cel bun se numește test. În general, pot exista mai multe teste care să detecteze o aceeași eroare logică. Ideile utilizate la deducerea testelor pentru detectarea erorilor circuitelor logice combinaționale sînt următoarele:

1. Considerînd o eroare logică reprezentată prin ieșirea unei porți oprită la o anumită valoare logică, 0 sau 1, se caută acele combinații de valori ale intrărilor care să ducă la ieșirea porții în starea logică opusă erorii presupuse (1 sau 0).

2. Din aceste combinații de valori ale intrărilor se rețin cele care asigură o cale de „sensibilitate” de la ieșirea porții defecte către ieșirile circuitului, adică la o ieșire a circuitului se observă o anumită valoare logică, dacă poarta testată este bună și valoarea logică opusă, dacă poarta testată este defectă.

Această ultimă idee sugerează utilizarea diferențialei booleene la deducerea acestor teste.

2. Diferențiala booleană

Fie f o funcție booleană de n variabile $f(x_1, x_2, \dots, x_n)$. Diferențiala booleană a funcției f în raport cu variabila x_i notată $\frac{df}{dx_i}$ se definește în felul următor:

$$\frac{df}{dx_i} = f(x_1, \dots, x_i, \dots, x_n) \oplus f(x_1, \dots, \bar{x}_i, \dots, x_n), \quad (1)$$

unde semnul $\oplus$ indică operația SAU-EXCLUSIV. Relația (1) poate fi pusă sub forma:

$$\frac{df}{dx_i} = f(x_1, \dots, 0, \dots, x_n) \oplus f(x_1, \dots, 1, \dots, x_n), \quad (2)$$

ultima relație rezultînd din faptul că x_i și $\bar{x}_i$ au valori logice opuse. Se remarcă faptul că, atunci cînd $\frac{df}{dx_i} = 1$, $f(x_1, \dots, 0, \dots, x_n) \neq f(x_1, \dots, 1, \dots, x_n)$, în timp ce dacă $\frac{df}{dx_i} = 0$, $f(x_1, \dots, 0, \dots, x_n) = f(x_1, \dots, 1, \dots, x_n)$. Rezultă că $\frac{df}{dx_i} = 1$ este condiția ca funcția $f(x_1, \dots, x_n)$ să fie dependentă de x_i . Diferențiala booleană de or-

dinul 2 în raport cu două variabile distincte x_i și x_j se definește ca:

$$\frac{d^2f}{dx_i dx_j} = \frac{d}{dx_i} \left(\frac{df}{dx_j} \right) = \frac{d}{dx_j} \left(\frac{df}{dx_i} \right), \quad (3)$$

iar diferențiala booleană de ordinul p în raport cu p variabile distincte $x_1, \dots, x_p$ se definește ca:

$$\frac{d^p f}{dx_1 \dots dx_p} = \frac{d}{dx_1} \left(\frac{d^{p-1} f}{dx_2 \dots dx_p} \right). \quad (4)$$

De exemplu, diferențiala de ordin 2 a unei funcții $f(x_1, x_2)$ este:

$$\begin{aligned} \frac{d^2 f}{dx_1 dx_2} &= \frac{d}{dx_1} (f(x_1, 0) \oplus f(x_1, 1)) = \\ &= f(0, 0) \oplus f(0, 1) \oplus f(1, 0) \oplus f(1, 1). \end{aligned} \quad (5)$$

3. Detectarea erorilor simple

Se consideră un circuit logic combinațional ce prezintă o singură eroare logică (o singură poartă defectă) și se cere determinarea tuturor testelor pentru detectarea acestei erori. Intrările primare ale circuitului sînt considerate fără defecte.

În cele ce urmează intrările primare ale circuitului vor fi notate cu $u_1, u_2, \dots, u_n$, iar ieșirile porților logice cu $X_1, X_2, \dots$. Pentru a deduce un test pentru o eroare la ieșirea „j” a unei porți X_j , linia „j” se consideră tăiată și la această linie se consideră aplicată o pseudointrare X_j . Ieșirea circuitului va depinde acum de variabilele de intrare primare $u_1, \dots, u_n$ și de pseudointrarea X_j , adică $f = F(u_1, u_2, \dots, u_n, X_j)$. Valoarea actuală a liniei j , X_j , depinde de valorile intrărilor $u_1, \dots, u_n$. Fie această relație de dependență $X_j(u_1, \dots, u_n)$.

Pentru a putea detecta o eroare de tipul $p=0$ (sau $p=1$) a liniei „j” trebuie aplicate la intrările primare ale circuitului niște valori astfel ca valoarea ieșirii f să depindă de x_j (să existe o cale de sensibilitate de la ieșirea porții „j” către ieșirea f a circuitului) și totodată ieșirea „j” să ia valoarea logică opusă erorii presupuse.

Dacă se notează cu a_i valoarea binară a variabilei de intrare u_i , mulțimea de valori $(a_1, a_2, \dots, a_n)$ este un test pentru o eroare de tipul $p=0$ la linia „j” dacă și numai dacă:

$$X_j(u_1, \dots, u_n) \cdot \frac{dF(u_1, \dots, u_n, x_j)}{dx_j} \Big|_{a_1, \dots, a_n} = 1 \quad (6)$$

și similar $(a_1, \dots, a_n)$ constituie un test pentru o eroare de tipul $p=1$ la linia „j” dacă și numai dacă:

$$\bar{X}_j(u_1, \dots, u_n) \cdot \frac{dF(u_1, \dots, u_n, x_j)}{dx_j} \Big|_{a_1, \dots, a_n} = 1. \quad (7)$$

Considerind, de exemplu, formula (6), rezultă că trebuie să existe simultan $X_j(u_1, \dots, u_n) = 1$ (ieșirea porții „j” să ia valoarea logică opusă erorii presupuse) și $\frac{dF}{dX_j} = 1$, ceea ce asig

gură ca ieșirea circuitului să depindă de X_j . Rezultă, de aici, următoarea teoremă:

Se notează cu $u_i^0 = \bar{u}_i$ și $u_i^1 = u_i$ și cu a_i valoarea logică a variabilei u_i . Valorile $(a_1, a_2, \dots, a_n)$ constituie un test pentru o eroare de tipul $p-0$ la linia „j” dacă și numai dacă $u_1^{a_1}, u_2^{a_2}, \dots, u_n^{a_n}$ este un mintermen în suma:

$$\sum X_j(u_1, \dots, u_n) \frac{dF(u_1, \dots, u_n, X_j)}{dX_j}, \quad (8)$$

sau în suma:

$$\sum \bar{X}_j(u_1, \dots, u_n) \frac{dF(u_1, \dots, u_n, X_j)}{dX_j}, \quad (8')$$

pentru o eroare de tipul $p-1$.

Folosind această teoremă se deduce următorul corolar: o eroare de tipul $p-0$ (sau $p-1$) la linia „j” este nedetectabilă dacă și numai dacă

$$\sum X_j(u_1, \dots, u_n) \frac{dF(u_1, \dots, u_n, X_j)}{dX_j} = 0, \quad (9)$$

sau:

$$\sum \bar{X}_j(u_1, \dots, u_n) \frac{dF(u_1, \dots, u_n, X_j)}{dX_j} = 0. \quad (9')$$

Calculul diferențialei booleene cu relațiile (1) sau (2) este greu de algoritmizat. De aceea, se va prezenta în cele ce urmează o metodă bazată pe utilizarea diagramelor Karnaugh. Justificarea metodei este dată în anexă.

Fie diagrama Karnaugh a funcției de ieșire f a circuitului și se cere calculul diferențialei

etapa 2: calculul funcției $f(u_1, \dots, 1, \dots, u_n)$. Se înlocuiește suprafața elementară $u_i = 0$ cu suprafața elementară $u_i = 1$;

etapa 3: se face suma modulo 2 între căsuțele corespunzătoare ale diagramelor funcțiilor $f(u_1, \dots, 0, \dots, u_n)$ și $f(u_1, \dots, 1, \dots, u_n)$ obținându-se diagrama Karnaugh a diferențialei booleene $\frac{df}{du_i}$. Vom exemplifica metoda pe circuitul combinațional din figura 1a.

Diagrama Karnaugh a funcției logice f este reprezentată în figura 1b. Se va calcula diferențiala booleană $\frac{df}{du_2}$.

Înlocuind suprafața elementară $u_2 = 1$ cu suprafața elementară $u_2 = 0$ se obține diagrama Karnaugh a funcției $f(u_1, 0, u_3, u_4)$ din figura 2a. În mod analog se obține diagrama Karnaugh a funcției $f(u_1, 1, u_3, u_4)$ din figura 2b. Făcând suma modulo 2 a căsuțelor corespunzătoare din cele două diagrame se obține diagrama Karnaugh a diferențialei booleene $\frac{df}{du_2}$

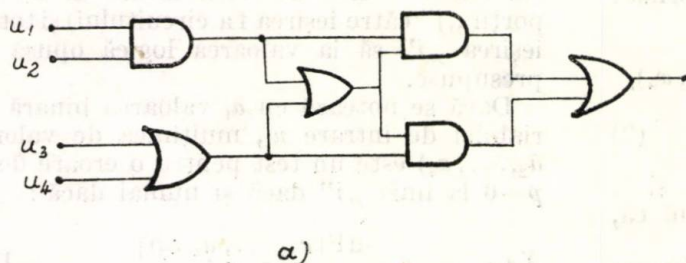
din figura 2c: $\frac{df}{du_2} = u_1 \bar{u}_3 \bar{u}_4$. Pentru a obține

diagrama Karnaugh a diferențialei booleene a ieșirii circuitului în raport cu una din liniile sale interne X_j se folosesc diagrame Karnaugh ce depind de încă o variabilă independentă.

Deducerea testelor pentru o eroare logică a ieșirii unei porți X_j a unui circuit se face în felul următor:

etapa 1: se calculează diagrama Karnaugh a acelei linii a circuitului și a complementului ei (corespunzând funcțiilor $X_j(u_1, \dots, u_n)$ și $\bar{X}_j(u_1, \dots, u_n)$;

etapa 2: se deduce diagrama Karnaugh a diferențialei booleene a ieșirii (sau ieșirilor)



u_1, u_2		u_3, u_4			
u_1	u_2	00	01	11	10
		0	0	1	0
	0	1	1	1	1
	1	1	1	1	1

Fig. 1

booleene $\frac{df}{du_i}$. Etapele metodei sînt următoarele:

etapa 1: calculul funcției $f(u_1, \dots, 0, \dots, u_n)$. Se înlocuiește suprafața elementară $u_i = 1$ cu suprafața elementară $u_i = 0$;

circuitului în raport cu ieșirea X_j a porții defecte „j”;

etapa 3: se fac produsele logice între căsuțele corespunzătoare ale diagramei Karnaugh de mai sus conform relațiilor (8) și (8'). Pentru fiecare produs conform relației (8) se rețin

Fig. 2

u_1, u_2	00	01	11	10	
u_3, u_4	00	0	0	0	0
01	1	1	1	1	
11	1	1	1	1	
10	1	1	1	1	

a)

		u_1, u_2			
		00	01	11	10
u_3, u_4	00	0	0	1	1
	01	1	1	1	1
	11	1	1	1	1
	10	1	1	1	1

b)

u_1, u_2	00	01	11	10	
u_3, u_4	00	0	0	1	1
01	0	0	0	0	
11	0	0	0	0	
10	0	0	0	0	

c)

mintermenii corespunzând cifrei „1”, fiecare din ei formează un test pentru detectarea erorii de tipul $p=0$. În mod analog fiecare mintermen egal cu „1”, conform relației (8') constituie un test pentru o eroare de tipul $p=1$. Cele de mai sus se vor exemplifica pe circuitul din figura 3. Se vor căuta teste pentru detectarea erorilor de tipul poarta 5 oprită la 0 și apoi la 1:

calcula diferențiala booleană $\frac{df}{dX_5}$ se recalculează ieșirea circuitului depinzând de 5 intrări primare: u_1, u_2, u_3, u_4, X_5 și se obține diferențiala booleană folosind metoda anterioară. Valorile ieșirii X_7 pentru $X_5=0$ și pentru $X_5=1$ sînt cele din figura 5a și 5b

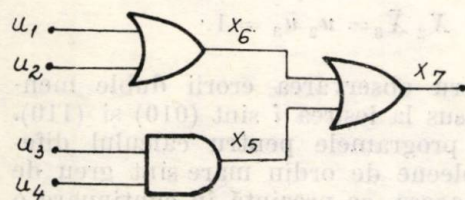


Fig. 3

u_1, u_2	00	01	11	10
u_3, u_4				
00	0	0	0	0
01	0	0	0	0
11	1	1	1	1
10	0	0	0	0

a)

u_1, u_2	00	01	11	10
u_3, u_4				
00	1	1	1	1
01	1	1	1	1
11	0	0	0	0
10	1	1	1	1

b)

Fig. 4

Fig. 5

u_1, u_2	u_3, u_4	00	01	11	10
	00	0	1	1	1
	01	0	1	1	1
	11	0	1	1	1
	10	0	1	1	1

a)

u_1, u_2	00	01	11	10
u_3, u_4				
00	1	1	1	1
01	1	1	1	1
11	1	1	1	1
10	1	1	1	1

b)

u_1, u_2		00	01	11	10
u_3, u_4	00	1	0	0	0
	01	1	0	0	0
	11	1	0	0	0
	10	1	0	0	0

c)

Fig. 6

etapa 1: diagramele Karnaugh pentru funcțiile $\bar{X}_5(u_1, \dots, u_4)$ și $x_5(u_1, \dots, u_4)$ sînt prezentate în figurile 4a și respectiv 4b. Pentru a

iar diferențiala booleană $\frac{df}{dX_5}$ este prezentată în figura 5c. Efectuînd produsele logice conform

relațiilor (8) și (8'), se obțin diagramele Karnaugh din figura 6. Mulțimile de teste sînt: (0011) pentru eroare $X_5 p=0$ și (0000), (0001), (0010) pentru eroarea $X_5 p=1$.

4. Detectarea erorilor multiple

Se consideră un circuit logic combinațional care prezintă multe porți defecte, oprite la 0 sau la 1. Ideile utilizate la deducerea testelor pentru erori multiple sînt cele prezentate mai înainte. Se caută combinații ale intrărilor care să ducă ieșirile tuturor porților defecte la valorile logice opuse erorilor, iar dintre acestea se rețin cele pentru care ieșirea (ieșirile) circuitului defect diferă de cea a circuitului bun. Pentru detectarea erorilor multiple se poate folosi diferențiala booleană multiplă în felul următor [3]: fie de detectat erori la liniile $X_1, X_2, \dots, X_n$, oprite la valorile $a_1 a_2, \dots, a_p$. Se notează cu: $X_k^{a_k} = X_k$ și $X_k^{\bar{a}_k} = \bar{X}_k$, dacă: $a_k = 1$ și $X_k^{a_k} = \bar{X}_k$ și $X_k^{\bar{a}_k} = X_k$, dacă: $a_k = 0$. Pentru erorile de mai sus un set complet de teste este dat de:

$$\left\{ u_1, u_2, \dots, u_n \mid X_1^{\bar{a}_1} \cdot X_2^{\bar{a}_2} \cdot \dots \cdot X_p^{\bar{a}_p} \cdot \left(\frac{dF}{dX_1} \oplus \frac{dF}{dX_2} \oplus \dots \oplus \frac{dF}{dX_p} \oplus \dots \oplus \frac{d^p F}{dX_1 \dots dX_p} \right) = 1 \right\},$$

unde, $F(u_1, \dots, u_n, X_1, \dots, X_p)$ este o funcție de ieșire a circuitului. Se vor exemplifica cele de mai sus pe circuitul logic din figura 7, care reprezintă un scăzător elementar. Se vor căuta teste pentru detectarea erorilor duble: poarta 2 oprită la 0 și poarta 3 oprită la 1. Pentru

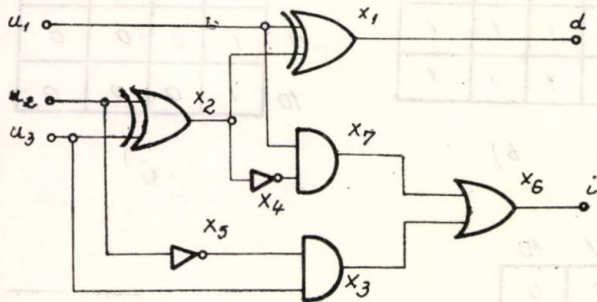


Fig. 7

acest circuit avem:

$$X_2(u_1, u_2, u_3) = u_2 \bar{u}_3 + \bar{u}_2 u_3;$$

$$X_3(u_1, u_2, u_3) = \bar{u}_2 u_3;$$

$$i(u_1, u_2, u_3, X_2, X_3) = X_3 + u_1 \bar{X}_2.$$

Se obține imediat:

$$\frac{di}{dx_2} = u_1 X_3;$$

$$\frac{di}{dx_3} = \bar{u}_1 + X_2;$$

$$\frac{d^2 i}{dx_2 dx_3} = u_1.$$

Testele pentru detectarea erorilor menționate mai sus sînt date de valorile u_1, u_2, u_3 pentru care:

$$X_2 \bar{X}_3 \left(\frac{di}{dX_2} \oplus \frac{di}{dX_3} \oplus \frac{d^2 i}{dX_2 dX_3} \right) = 1,$$

sau efectuind calculele:

$$X_2 \bar{X}_3 (u_1 \bar{X}_3 + \bar{u}_1 X_2 + X_2 \bar{X}_3 + u_1 \bar{X}_2 X_3) = 1$$

și, în final:

$$X_2 \bar{X}_3 = u_2 \bar{u}_3 = 1.$$

Testele pentru observarea erorii duble menționate mai sus la ieșirea i sînt (010) și (110). În general, programele pentru calculul diferențialei booleene de ordin mare sînt greu de realizat. De aceea, se prezintă în continuare o metodă eficientă aplicabilă și circuitelor secvențiale, aceea a simulării erorilor. Metoda constă în următoarele: pentru toate combinațiile intrărilor primare ale circuitului se determină ieșirile circuitului și ieșirile porților care trebuie testate. Dintre acestea se rețin doar acele combinații pentru care toate ieșirile porților ce trebuie testate au valori logice opuse defectelor presupuse. Cu aceste combinații se calculează ieșirile circuitului considerat acum cu porțile defecte. Se rețin acele intrări pentru care ieșirile circuitului defect diferă de cele ale circuitului bun. Această metodă se va exemplifica pe circuitul din figura 7, căutînd teste pentru aceeași eroare dublă: poarta 2 oprită la 0 și poarta 3 oprită la 1. Rezultatele simulării circuitului pentru toate combinațiile intrărilor sînt prezentate în tabelul 1. Se rețin combinațiile (010) și (110) ce duc ieșirile porților X_2 și X_3 la valorile logice opuse erorilor de detectat. Se calculează acum circuitul pentru aceste două combinații de intrare considerînd porțile X_2 și X_3 defecte. Pentru combinația (010) se obțin ieșirile $d=0$ și $i=1$, iar pentru combinația (110) se obțin ieșirile $d=1$ și $i=1$. Comparînd aceste rezultate cu cele din tabelul 1 se observă că pentru combinația (010) ieșirile (01) indică prezența erorii duble considerate, iar ieșirile (10) indică un circuit

Tabelul 1

u_1	u_2	u_3	X_2	X_3	d	i
0	0	0	0	0	0	0
0	0	1	1	1	1	1
0	1	0	1	0	1	0
0	1	1	0	0	0	0
1	0	0	0	0	1	1
1	0	1	1	1	0	1
1	1	0	1	0	0	0
1	1	1	1	0	1	0

bun. La fel pentru combinația (110) ieșirile (00) indică un circuit bun, iar ieșirile (11) un circuit defect. De menționat că, este suficientă observarea unei singure ieșiri. În cazul ieșirii i rezultatele coincid cu cele ale metodei anterioare.

5. Detectarea erorilor cu ajutorul calculatorului

În cazul circuitelor logice cu un număr mare de porți deducerea testelor este posibilă doar utilizând calculatorul. De aceea se va prezenta în continuare modul de realizare a unui program de detectare a erorilor multiple, bazat pe metoda simulării circuitelor. Circuitul de testat se descrie în felul următor: fiecărei i ieșiri a unei porți i se atribuie un număr. Fiecare intrare exterioară în circuit primește, de asemenea, câte un număr. În funcție de aceste numere rezultă structura circuitului. Numerotarea porților se poate face arbitrar fără a ține cont de poziția porții în circuit. Tipurile porților disponibile sînt: *AND*, *NAND*, *OR*, *NOR*, *EOR*, *NOT* cu cel mult 3 intrări. Programul poate deduce teste pentru erori multiple formate din maximum 10 erori simple grupate într-o eroare multiplă. Circuitul de testat poate avea cel mult 25 de porți și maxim 10 intrări exterioare. Numerele asociate intrărilor exterioare sînt cuprinse între 1 și 10, iar cele asociate ieșirilor porților sînt cuprinse între 11 și 35. Programul are 3 secțiuni: prima de introducere a structurii circuitului și a erorilor de detectat, a doua de alegere a secvenței de calcul a porților și a treia de simulare a circuitului și deducere a testelor. Prima secțiune completează o matrice cu 35 de coloane și 5 linii. În coloana i sînt înscrise un cod corespunzînd tipului porții în linia 2 și numerele asociate intrărilor porții în liniile 3, 4, 5. Liniile neutilizate (porți cu mai puține intrări) și coloanele neutilizate (nu există porți cu numărul respectiv) sînt puse la 0. Se completează în acest fel doar ultimele 25 de coloane, corespunzînd numerelor afectate porților. Se completează apoi o matrice cu două linii și 10 coloane, cu ieșirile porților de testat

și tipurile erorilor presupuse. Secțiunea a doua deduce secvența de calcul a porților circuitului. Porțile componente ale circuitului se pot introduce în orice ordine. Programul alege secvența corectă de calcul al porților. Pentru a exemplifica algoritmul utilizat se consideră circuitul din figura 3. Poarta X_7 poate fi calculată doar după ce au fost calculate porțile X_5 și X_6 . Secvența de calcul poate fi, deci: X_5, X_6, X_7 sau: X_6, X_5, X_7 . Algoritmul este următorul: se așază într-o listă de elemente ordonate mai întii porțile legate doar la intrări externe (recunoscute prin numerele intrărilor mai mici decît 11), apoi porți legate la intrări externe și la ieșiri de porți deja așezate în listă pînă la epuizarea tuturor porților. Schema logică a algoritmului este prezentată în figura 8.

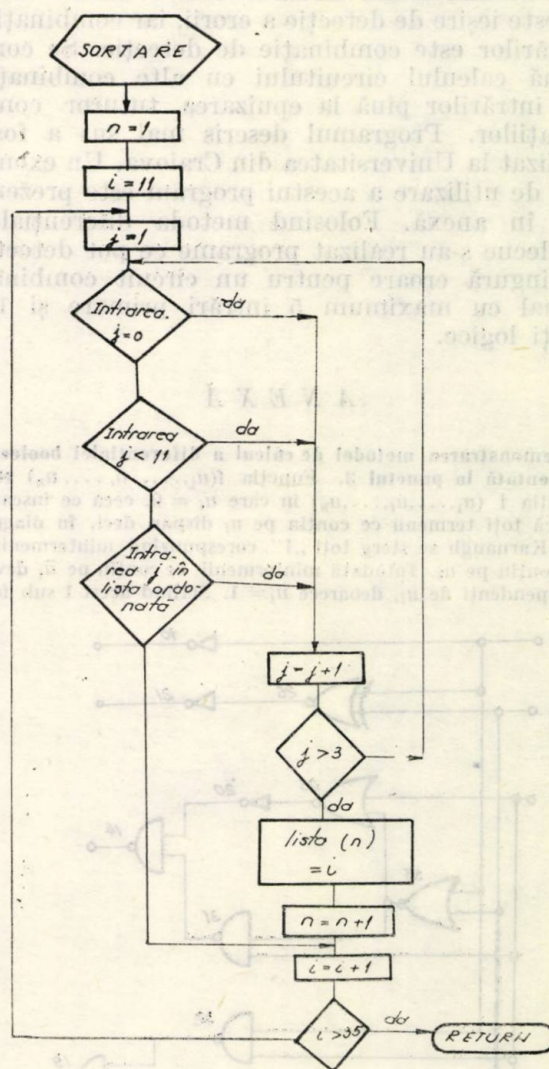


Fig. 8

În schema logică i este indicele coloanei din matricea ce conține configurația circuitului, j este indicele intrărilor porții i , iar n este indicele listei cu elemente ordonate. Întreaga matrice cu configurația circuitului este parcursă de

25 de ori, numărul maxim de parcurgeri pentru a ordona orice circuit. Dacă la sfârșitul acestor parcurgeri numărul de elemente din lista ordonată este mai mic decât numărul de porți din circuit se emite un mesaj de eșec al sortării. În a treia secțiune a programului se calculează mai întâi circuitul pentru o combinație a intrărilor cu toate porțile presupuse bune. Valorile ieșirilor se așază în prima linie a matricii ce conține structura circuitului. Se verifică dacă ieșirile porților de testat au valori logice opuse erorii presupuse. Dacă nu, se reia calculul circuitului cu altă combinație a intrărilor. Dacă da, se calculează circuitul pentru combinația respectivă a intrărilor cu porțile de testat presupuse defecte. Dacă cel puțin o ieșire a circuitului diferă în cele două simulări, ea este ieșire de detecție a erorii, iar combinația intrărilor este combinație de detecție. Se continuă calculul circuitului cu alte combinații ale intrărilor până la epuizarea tuturor combinațiilor. Programul descris mai sus a fost realizat la Universitatea din Craiova. Un exemplu de utilizare a acestui program este prezentat în anexă. Folosind metoda diferențialei booleene s-au realizat programe ce pot detecta o singură eroare pentru un circuit combinațional cu maximum 5 intrări primare și 15 porți logice.

A N E X Ă

Demonstrarea metodei de calcul a diferențialei booleene prezentată la punctul 3. Funcția $f(u_1, \dots, 0, \dots, u_n)$ este funcția $f(u_1, \dots, u_i, \dots, u_n)$ în care $u_i = 0$, ceea ce înseamnă că toți termenii ce conțin pe u_i dispar, deci, în diagrama Karnaugh se șterg toți „1”, corespunzând mintermenilor ce conțin pe u_i . Totodată mintermenii ce conțin pe $\bar{u}_i$ devin independenți de u_i , deoarece $\bar{u}_i = 1$. Scriind acest 1 sub for-

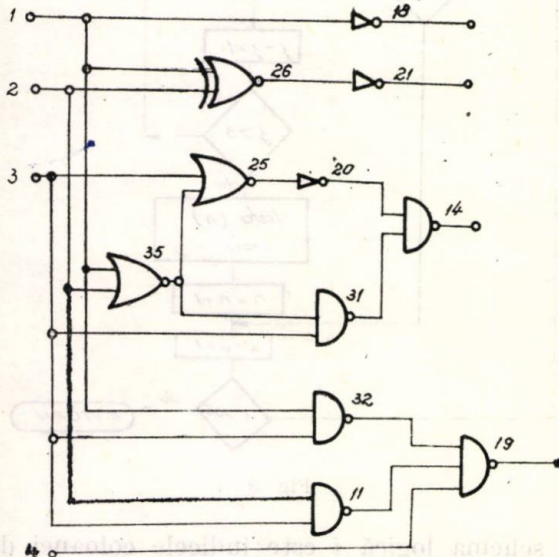


Fig. 9

ma $1 = u_i + \bar{u}_i$ și înlocuind 1 cu această valoare în mintermenii ce conțin pe $\bar{u}_i$ se obține o funcție logică ce conține pe lângă mintermenii $m_{0i}(u_1, \dots, u_n) = m(u_1, \dots, u_{i-1}, u_{i+1}, \dots, u_n)\bar{u}_i$ și mintermenii $m_{1i}(u_1, \dots, u_n) = m(u_1, \dots, u_{i-1}, u_{i+1}, \dots, u_n)u_i$.

CIRCUITUL STUDIAT

TIPUL PORȚII IESIREA INTRAREA 1 INTRAREA 2 INTRAREA 3

CIRCUITUL STUDIAT

TIPUL PORȚII IESIREA INTRAREA 1 INTRAREA 2 INTRAREA 3

NAND	11	2	3	0
NAND	14	20	31	0
NOT	18	1	0	0
NAND	19	32	11	4
NOT	20	25	0	0
NOT	21	26	0	0
NOR	25	3	35	0
EOR	26	1	2	0
NAND	31	35	3	0
NAND	32	1	3	0
NOR	35	1	2	0

DETECTAREA ERORII MULTIPLE

35 : P-- 0

32 : P-- 0

LA POARTA FINALA	0	0	0	1	19
CU COMBINATIA	0	0	0	1	19
IESIREA DE DETECTIE	1				
LA POARTA FINALA	0	0	1	1	19
CU COMBINATIA	0	0	1	1	19
IESIREA DE DETECTIE	1				
LA POARTA FINALA	0	0	0	0	14
CU COMBINATIA	0	0	0	0	14
IESIREA DE DETECTIE	1				
LA POARTA FINALA	0	0	1	0	14
CU COMBINATIA	0	0	1	0	14
IESIREA DE DETECTIE	0				
LA POARTA FINALA	0	0	0	1	14
CU COMBINATIA	0	0	0	1	14
IESIREA DE DETECTIE	1				
LA POARTA FINALA	0	0	1	1	14
CU COMBINATIA	0	0	1	1	14
IESIREA DE DETECTIE	0				

Fig. 10

Mintermenii m_{0i} corespund suprafeței elementare $\bar{u}_i$, iar mintermenii m_{1i} corespund suprafeței elementare u_i . Deoarece m_{0i} și m_{1i} diferă doar prin u_i , suprafața elementară corespunzătoare lui u_i se obține prin înlocuirea suprafeței elementare $\bar{u}_i$ din diagrama Karnaugh a funcției f cu suprafața $\bar{u}_i$, realizându-se astfel diagrama Karnaugh a funcției $f(u_1, \dots, 0, \dots, u_n)$. În mod analog se procedează pentru obținerea diagramei Karnaugh a funcției $f(u_1, \dots, 1, \dots, u_n)$.

Se va exemplifica utilizarea programului de detectare a erorilor multiple pe circuitul din figura 9, care reprezintă un convertor ZCB-exces 3. Se testează eroarea dublă: poarta 35 $p=0$ și poarta 32 $p=0$. Din condiția ca ieșirile porților 35 și 32 să fie simultan 1 este necesar ca intrările 1 și 2 să fie simultan 0, iar intrările 1 și 3 să nu fie simultan 1. Combinațiile de intrări care ar putea detecta această eroare sînt: 0000, 0001, 0010, 0011. Pentru intrarea 4, la valoarea 0, nu există o cale de sensibilitate de la ieșirea porții 32 către ieșirea 19 a circuitului, deci ieșirea de detecție pentru combinațiile 0000 și 0010 va fi doar 14. Pentru intrarea 4, la valoarea 1, eroarea va putea fi observată și la ieșirea 19. Rezultatele obținute sînt prezentate în figura 10.

BIBLIOGRAFIE

- [1] Chang, H., Manning, E., Metze, G. *Fault diagnosis of digital systems*. Wiley, 1970.
- [2] Yau, S., Tang-An, Y-S. *Efficient algorithm for generating complete test set for combinational logic circuits*. In: IEEE Trans on Comp. Vol C-20, Nov. 1971.
- [3] Ku, C.T., Masson, G. *The boolean difference and multiple fault analysis*. In: IEEE Trans on Comp. Vol. C-24 Jan. 1975.
- [4] Kautz, W. H. *Fault testing and diagnosis in combinational digital circuits*. In: IEEE Trans. Computers, Vol. C-17, Apr. 1968.
- [5] Lee, S. C. *Digital circuits and logic design*. Prentice Hall, Inc., Englewood Cliffs, N. Y., 1976.
- [6] Su, S. Y. H. and Cho, Y. C. *A new approach to the fault location of combinational circuits*. In: IEEE Trans. on Computers, Vol. C 21, Jan. 1972.
- [7] Marinos, P. N. *Derivation of minimal complete sets of test-input sequences using boolean differences*. In IEEE Trans. on Computers, Vol. C, 20, Jan. 1971.
- [8] Cernian, O., Marian, Gh. *Programare în BASIC*. Universitatea din Craiova, reprografie, 1975.

CZ 681.142

COMANDĂ NUMERICĂ
PERTURBAȚII
METODE DE PROTECȚIE

Unele aspecte ale perturbațiilor la echipamentele de comandă numerică

Sonia Herman* — București

1. Generalități

Problema perturbațiilor în echipamentele de comandă numerică este una din cele mai spinuoase, iar abordarea ei nu se face întotdeauna suficient de riguros, deși eliminarea perturbațiilor este esențială atât pentru siguranța și corectitudinea comenzilor, cât și pentru precizia de măsurare, poziționare și prelucrare.

În categoria perturbațiilor intră orice semnale aleatoare sau permanente care se suprapun peste semnalele utile și care pot determina alterarea unor informații sau pot împiedica realizarea corectă a unor funcții ale echipamentului.

La echipamentele de comandă numerică problema perturbațiilor este complexă, pe de o parte, datorită mediului lor de funcționare — halele industriale — unde pot exista puternice surse perturbatoare și pe de altă parte pentru că în componența lor intră atât părți numerice, cât și analogice, care prezintă diferențe mari în ceea ce privește sensibilitatea la diferite tipuri de semnale perturbatoare.

2. Tipuri de perturbații și căi de pătrundere

Semnalele perturbatoare se pot clasifica, în primul rând după mediul lor de proveniență, în semnale externe și interne, echipamentului. Fiecare la rândul lor pot fi clasificate în funcție de modul lor de apariție și de căile pe care acționează.

Semnalele externe pot perturba echipamentele:

- pe liniile de alimentare;
- prin radiație;
- prin diafonie.

Semnalele perturbatoare interne pot apare:

- pe firele de masă și alimentare comune mai multor circuite și pot fi semnale analogice de putere mare sau provenite din comutații rapide;

- prin diafonie;
- datorită reflexiilor pe liniile de transmisie;
- datorită zgomotului unor elemente de circuit.

În ceea ce privește semnalele perturbatoare externe, trebuie menționat că, pentru a nu se realiza echipamente supradimensionate în ceea

ce privește rezistența la perturbații este necesar să se realizeze un compromis între limitarea intensității semnalelor perturbatoare și protejarea propriu-zisă a echipamentelor.

În prezent nu există normative românești pentru nivelele de perturbații la care trebuie să reziste echipamentele de comandă numerică. Normativele existente în ceea ce privește perturbațiile se referă numai la sistemele de radiocomunicații, telegrafice și linii de înaltă tensiune [11].

În recomandările CEI [7] se dau următoarele indicații în ceea ce privește nivelele și tipurile de perturbații ce se admit pe rețeaua de alimentare și la care trebuie să reziste echipamentele de comandă numerică:

- tensiunea: 85%... 110% din valoarea nominală;
- frecvența: $\pm 2\%$ din valoarea nominală;
- armonici inferioare: suma totală 2e, 3e, 4e și 5e până la 10% din valoarea eficace a tensiunii nominale;
- armonici superioare: suma totală 6e...30e până la 2% din valoarea eficace a tensiunii nominale;
- tensiuni de frecvență radio: 2% din valoarea eficace a tensiunii nominale în domeniul 10 kHz...10 MHz, atât diferențial cât și de mod comun;
- virfuri de tensiune: 200% valoare de virf, până la 1 ms, cu un front de creștere între 0,5...50 μ s;
- căderi de tensiune și întrepreri ale alimentării: reducere de 50% timp de o perioadă și ca eveniment izolat, căderea sau scurtcircuitarea tensiunii de rețea timp de o semiperioadă, cu intervale minime de 1 s.

Nivelul de perturbații admis prin radiație este în studiu la CEI.

În documentațiile unor echipamente NC străine există indicația ca rezistența lor la perturbații să fie conformă recomandării ISO TC97/SC8 Nr. 330.

În aceste condiții, pe de o parte, neexistind criterii cantitative precise pentru nivelele de

* Ing. Sonia Herman este cercetător principal la I.P.A. — București.

perturbații la care trebuie să reziste echipamentele de comandă numerică, iar pe de altă parte, aparatura necesară pentru simularea și măsurarea în condiții de laborator a nivelelor diverselor tipuri de perturbații fiind complexă și nefiind pusă la punct în momentul de față, se va studia în continuare modul în care acționează asupra echipamentelor semnalele perturbatoare din halele industriale, precum și cele interne și unele metode de protecție. Verificări experimentale s-au făcut pe echipamente de afișare și prelucrare liniară lucrând în hale industriale (întreprinderea „Înfrățirea” — Oradea).

3. Semnale perturbatoare și metode de protecție

3.1. Ecranări, împământare

Dacă un conductor 2 înconjoară complet un conductor 1, potențialul acestuia nu influențează variațiile de potențial pe orice alt conductor, și invers. Cu alte cuvinte capacitățile mutuale sînt nule. În acest caz conductorul 2 se numește ecran electrostatic. Dacă în interiorul ecranului sînt mai multe conductoare, la potențiale diferite, capacitățile mutuale între acestea nu sînt nule și depind de configurația geometrică a conductoarelor. Ecranul electrostatic poate fi confecționat din Cu sau Al, și are rolul de a elimina influența asupra circuitului ecranat a unui cîmp electrostatic exterior și de a împiedica influențarea reciprocă a diferitelor părți ale echipamentului, prin capacități parazite (ex. reacții parazite).

La realizarea și legarea la pămînt a ecranului trebuie ținut seamă de faptul că, orice conductor, inclusiv pămîntul, are o rezistență finită. De asemenea, caracteristicile electrice ale pămîntului variază în funcție de anotimp, condiții

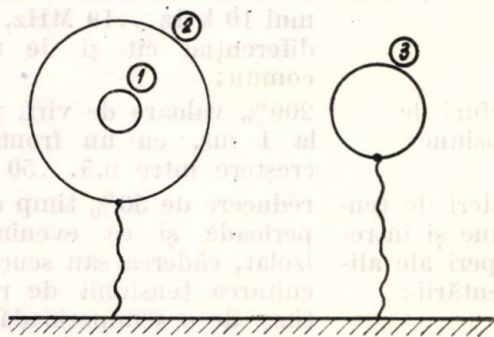


Fig. 1

atmosferice, poziție geografică etc., și sînt diferite la semnale de înaltă sau joasă frecvență. Din această cauză pămîntul nici nu se folosește drept conductor de semnal.

Pentru a găsi o configurație corectă a ecranului (ecranelor) se vor determina bucele pe care se pot închide curenți, în funcție de confi-

gurația geometrică concretă, ținându-se seama de următoarele reguli [1]:

a. Un ecran electrostatic, ca să fie eficace, trebuie să fie legat la punctul de potențial de referință-nul — al fiecărui circuit cuprins în ecran. Ecranul trebuie să fie complet închis.

b. Ecranul trebuie să fie legat la punctul de potențial de referință-nul — în punctul de conectare al acestuia la pămînt, și numai într-un singur punct (cel mai sensibil).

c. Numărul ecranelor separate necesare într-un sistem, este egal cu numărul de semnale independente care sînt prelucrate în sistem, plus unul pentru fiecare intrare de alimentare de putere.

O problemă deosebit de importantă este ecranarea în punctele de conexiune a echipamentului cu exteriorul — în speță alimentarea echipamentului de la rețeaua de c.a. Pentru a nu încălca regulile de mai sus, între primarul și secundarul transformatorului trebuie plasat un ecran electrostatic, legat la sistemul de ecranare al echipamentului, ca parte componentă. Acesta se realizează, de obicei, cu un strat de înfășurare, legată la o extremitate la masa echipamentului.

Datorită cuplajului capacitiv parazit între primar, ecran și secundar, în această configurație nu poate fi eliminată închiderea unui curent prin conductorul de nul (la care se leagă ecranul). Pentru aceasta este nevoie de un al doilea ecran, legat la pămînt.

La alimentarea unui echipament de la rețeaua de c.a. cu fir de protecție, acesta este legat la un punct de pămînt necunoscut, care poate fi la alt potențial decît punctul de pămînt la care se leagă echipamentul și astfel pot apare curenți prin ecran. Pentru a elimina acest lucru este recomandabil să se folosească un transformator de separare cu două ecrane, primul legat la firul de protecție al rețelei de c.a. și al doilea la carcasa echipamentului, legată la rîndul ei printr-un fir gros la borna de pămînt.

Pe lângă ecranarea electrostatică, la echipamentele de comandă numerică se pune și problema ecranării electromagnetice, respectiv protecția la semnale parazite de radio frecvență (r.f.)

Punctele care permit pătrunderea în echipament a energiei radiante de r.f. sînt punctele de discontinuitate, în care apar reflexii ale semnalelor de r.f. Punctele de împământare ale ecranului reprezintă astfel de puncte de discontinuitate [1].

În felul acesta, respectarea regulilor de ecranare electrostatică poate să contravină necesităților de protecție la semnale de r.f.

Pentru realizarea ambelor deziderate ecranul de r.f. poate fi separat de ecranul electrostatic, deci, o dublă ecranare.

O metodă mai simplă pentru eliminarea efectelor perturbațiilor de radio frecvență este realizarea unui filtru *RC* la extremitățile deschise ale unui sistem de ecranare — cum ar fi

punctele de întrepătrundere ale sistemelor de ecranare la echipamentele unde este necesară utilizarea mai multor ecrane distincte.

Ținând seamă de cele scrise mai sus, precum și de experiența câștigată în ceea ce privește ecranarea și împământarea echipamentelor de comandă numerică, se pot trage unele concluzii asupra modului de realizare a acestora.

Se fac referiri la echipamentele de comandă numerică cu traductoare analogice, cuprinzând traductorul, un bloc traductor cu amplificatoare semnalului de ieșire din traductor, dulapul echipamentului *NC* și cablurile de legătură aferente.

Rețeaua de curent alternativ de la care se alimentează echipamentul va avea fir de protecție legat la borna de împământare.

Conductorul neutru al rețelei trifazate nu poate fi folosit ca conductor de protecție și nu va fi legat la sistemul de ecranare al echipamentului.

Este recomandabil ca alimentarea să se facă printr-un transformator de separare. Dacă același transformator servește la alimentarea mai multor echipamente, acestea trebuie să aibă punctul de potențial de referință-nul-comun. În caz contrar apar curenți între sistemele de ecranare ale echipamentelor.

Părțile metalice ale mașinii fac parte din sistemul de ecranare al echipamentului și se leagă la borna de pământ cu un fir gros (ex. secțiunea de 10 mm²). Suprafețele de îmbinare, așezare, fixare pot fi considerate ca legătură conductivă; rezistența de la borna de pământ la o parte metalică oarecare a mașinii trebuie să nu depășească 0,1 Ω [9].

Carcasa metalică a echipamentului face parte din sistemul de ecranare și se leagă cu un fir gros la borna de pământ. La carcasa metalică se leagă ecranele firelor de legătură la blocul traductor (respectiv la traductor), pentru semnalele de comandă a traductorului. Acestea nu se leagă la blocul traductor.

Punctul de legare a masei electrice (punctul de referință de potențial-nul) la pământ se alege în locul cel mai sensibil — respectiv la amplificatorul semnalului de ieșire din traductor. Acesta va fi și punctul de legare a ecranului la pământ (respectiv masa metalică a mașinii). La echipamentele deservind mai multe axe, fiind, deci, mai multe puncte de referință de potențial legate la pământ, se va folosi câte un sistem de ecranare separat. Acesta va cuprinde suportul metalic al traductorului (inductosyn sau resolver), blocul traductor, capacul de protecție a traductorului și ecranele cablurilor de legătură între rigle, ecranul cablului de legătură între rigla (rotorul) inductosynului și blocul traductor, ecranul cablului de legătură între blocul traductor și echipament, pentru semnalul de ieșire din traductor. Acesta din urmă nu se va lega la carcasa echipamentului.

Folia metalică ce acoperă înfășurările cursorului (statorului) va face contact pe o suprafață cât mai mare cu masa metalică a mașinii, constituind un ecran separat, care împiedică cuplajul capacitiv parazit între înfășurările riglei și cursorului.

Cablurile de legătură între rigle vor fi cabluri bifilare torsadate ecranate, cu ecranul legat la masa metalică a mașinii în fiecare punct de întrerupere. La fel, cablul de legătură între riglă și blocul traductor va fi bifilar torsadat ecranat, cu ecranul legat la un capăt la masa mașinii și la celălalt capăt la blocul traductor, având o lungime maximă de 1 m.

Blocul traductor va face contact pe toată suprafața de așezare cu masa metalică a mașinii.

Ecranul cablului de legătură între blocul traductor și dulapul echipamentului, care transportă semnalul de ieșire din traductor va fi legat la blocul traductor. La cealaltă extremitate nu se va lega galvanic la carcasa echipamentului, dar se poate lega printr-un filtru *RC*.

Faptul că atît blocul traductor, cît și traductorul ca și ecranele cablurilor de legătură, la traductor, se leagă la masa mașinii, pare să contrazică regula *b*. Contradicția este numai aparentă, datorită masei metalice mari a mașinii și distanței mici între punctele respective, astfel încît se poate considera că legăturile sînt făcute într-un singur punct.

Toate cablurile de legătură ale echipamentului *NC* trebuie ecranate. Este recomandabil ca ecranarea să fie atît electrostatică cît și magnetică. Se pot folosi cabluri bifilare sau multifilare ecranate electrostatic, introduse într-un tub metalic flexibil din oțel, care pe lângă protecția mecanică are și rol de ecranare electromagnetică. În asemenea caz acesta se va lega la sistemul de ecranare al echipamentului, respectînd indicațiile de mai sus. De asemenea, tubul metalic flexibil trebuie să fie izolat pentru a împiedica un contact întîmplător la masa metalică a mașinii în alte puncte decît cele menționate.

În figura 2 este dat un exemplu de realizare a sistemului de ecranare și împământare la un echipament de comandă numerică, cu mai multe axe.

3.2. Filtrări. Prin filtrare se elimină unele semnale perturbatoare de înaltă frecvență.

În această categorie intră, în primul rînd, semnalele perturbatoare ce apar pe liniile de alimentare de c.a., datorită unor consumatori de putere mare sau care comută curenți mari.

Aceste semnale pot fi, în funcție de dispozitivele care le generează [4], cu spectru discret (aparate medicale, de transmisie și recepție de informație etc.) sau cu spectru continuu (motoare, comutatoare, în rețelele electrice cu consum mare etc.), cuprins între 0,15 ... 30 MHz.

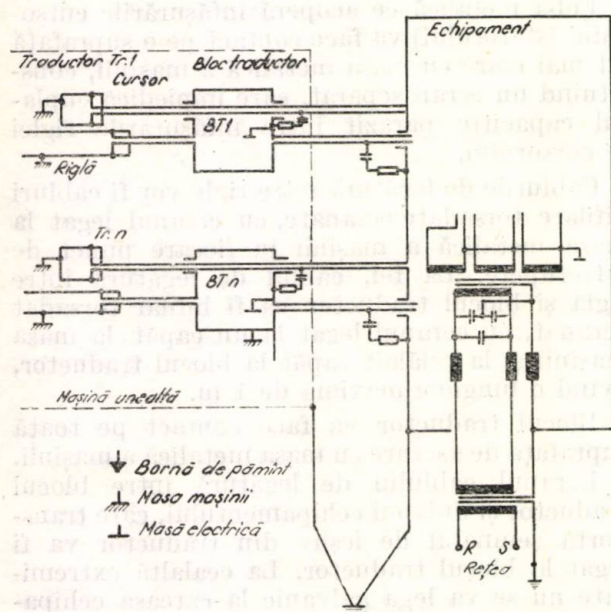


Fig. 2

Mijlocul cel mai simplu de înlăturare a semnalelor de înaltă frecvență este un filtru capacitiv, care însă este eficace numai în cazul în care impedanța de ieșire a generatorului de perturbații este mare, în raport cu impedanța condensatorului de filtraj, condiție care în multe situații nu este îndeplinită. În acest caz este necesară folosirea unor filtre LC.

Configurația filtrului trebuie să țină seamă de faptul că, pe lângă semnalele perturbatoare simetrice față de liniile de alimentare, apar și semnale nesimetrice, între liniile de alimentare și masă (respectiv carcasa aparatelor, conductorul de protecție etc.).

O schemă echivalentă a unui generator de perturbații pe rețea și configurația corespunzătoare a filtrului este dată în figura 3 [4].

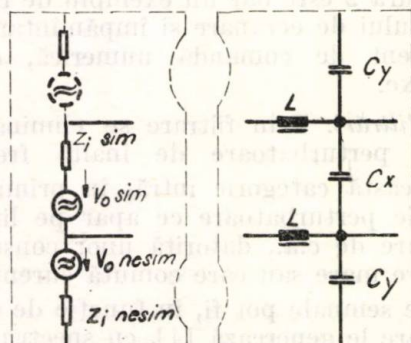


Fig. 3

Legind firele de alimentare prin condensatoare la masă trebuie avută în vedere limitarea

curentului care se închide la masă, în așa fel încît acesta să nu producă tensiuni periculoase pe carcasa echipamentului (ex. 3,5 mA — conform normelor germane [4], la sistemele de alimentare cu conductor de protecție).

Bobinele de filtrare ce se folosesc trebuie să prezinte o inductanță liniar variabilă cu curentul. De asemenea, trebuie să aibă o capacitate proprie foarte mică, pentru a-și păstra eficacitatea și la frecvențe mari.

Pentru semnalele perturbatoare nesimetrice se folosesc bobine cu înfășurările astfel conectate încît cîmpurile magnetice să se compenseze. Folosind miezuri de ferită cu permeabilitate mare se pot obține astfel de bobine la dimensiuni relativ reduse.

Pentru înlăturarea semnalelor perturbatoare simetrice, bobinele se leagă în așa fel încît fluxurile să se adune.

Uneori se poate pune o bobină de filtrare și pe conductorul de protecție.

Pentru protecție la semnale perturbatoare generate de elementele semiconductoare de mare putere (tiristoare, triacuri etc.) se întrebuințează bobine cu miezuri speciale, a căror inductanță variază neliniar cu curentul [4].

Dat fiind că perturbațiile ce pot să apară în halele industriale pot fi atât simetrice, cît și

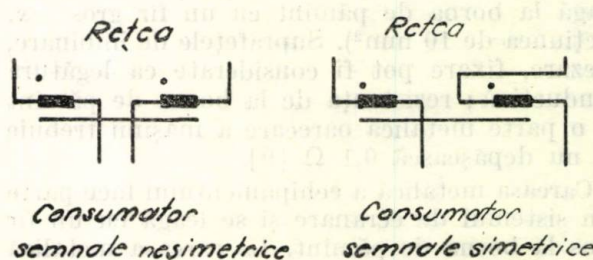


Fig. 4

nesimetrice, este util să se însereze două celule de filtrare LC, una pentru semnale simetrice și una pentru semnale nesimetrice.

Pe lângă condensatoarele de filtraj cu hîrtie (tip HZ4901—IPRS) se pot pune în paralel condensatoare ceramice sau Mylar, pentru frecvențe înalte.

Protecția la căderea accidentală de scurtă durată a tensiunii de rețea se poate asigura prin dimensionarea corespunzătoare a condensatoarelor de filtraj de la ieșirea redresoarelor (pînă la maximum jumătate de perioadă). La căderi de mai lungă durată nu este rațional să se protejeze decît blocurile de memorie (alimentare la acumulator), astfel încît programul de prelucrare să poată fi reluat.

La căderi de scurtă durată (totuși peste limita indicată) și reveniri, se poate face o semnalizare de avarie, pentru a nu continua operațiile cu valori eronate ale datelor.

Un rol important în protecția la perturbațiile ce provin din rețeaua de alimentare îl are viteza de răspuns a surselor stabilizate. De asemenea, printr-o cablare și ecranare corespunzătoare trebuie împiedicat orice cuplaj capacitiv parazit între intrarea și ieșirea surselor, cuplaj prin care impulsurile apărute la intrare s-ar transmite direct la ieșire. În acest sens este nerecomandabilă utilizarea stabilizatorului de tensiune integrat, de tipul *SFC* 2309R, care permite trecerea la ieșire a unor impulsuri de înaltă frecvență și existind atât pericolul unor căderi de tensiune cât și supracreșteri.

Pentru filtrarea semnalelor de înaltă frecvență datorate vibrațiilor de contact de la butoane sau comutatoare se pot folosi filtre *RC*. La fel și pentru filtrarea perturbațiilor ce apar pe firele de legătură între diversele subansamble ale echipamentului (perturbații transmise prin radiație sau diafonie).

3.3. Decuplări, adaptare de impedanțe. Datorită curentului de încărcare (descărcare) a sarcinilor capacitive a circuitelor *TTL*, la trecerea dintr-o stare logică în alta, pe firele de alimentare ($V_{cc} = +5$ V) apar pulsuri de tensiune, a căror amplitudine și durată depinde de viteza de comutare și valoarea sarcinii.

Pentru înlăturarea acestui efect este necesară o decuplare între V_{cc} și masă, cu o capacitate care să suporte variația de curent un timp mai lung decât durată impulsului. Se recomandă decuplarea fiecărei grup de 5...10 circuite cu un condensator de 0,01...0,1 μF [3, 5].

La circuitele analogice este, de asemenea, necesară o decuplare, în special la cele cu amplificare mare. În felul acesta se micșorează local impedanța de ieșire a surselor de alimentare și se împiedică apariția oscilațiilor.

Se recomandă [6] decuplarea între sursele de alimentare și masă, după cum urmează:

- 1 μF pe intrarea plăcii;
- 10 nF în paralel cu 220 pF pentru fiecare ansamblu de 5 circuite.
- 10 nF în paralel cu 220 pF și în serie cu 56 Ω pentru fiecare amplificator operațional cu o amplificare mai mare de 30 dB.

Din experiența folosirii circuitelor integrate liniare, reiese că atunci când se folosesc plăci cu un număr mare de circuite și cu amplificări mari, este utilă folosirea unor condensatoare de valoare mai mare. Acestea trebuie montate cât mai aproape de terminalele de alimentare a circuitelor.

Dacă linia de transmisie a unui semnal e suficient de lungă pentru ca timpul de propagare să fie egal sau mai mare decât timpul de tranziție a impulsurilor, apar reflexii la extremitățile liniei.

Pentru a înlătura efectele reflexiilor trebuie să se folosească cabluri cu o impedanță caracteristică de circa 100 Ω [2]. La o impedanță mai mare crește diafonia, iar o impedanță

mai mică este dificil de comandat. Linia de întoarcere a semnalului trebuie să fie legată la masă atât în punctul de emisie, cât și la recepție.

Comanda liniei se va face cu circuite speciale (line-driver) și care vor fi folosite numai în acest scop.

Circuitele folosite ca receptoare vor avea toate intrările legate împreună. Fiecare linie va comanda un singur circuit receptor.

Ațit la circuitele de emisie, cât și la cele de recepție firele de alimentare trebuie decuplate la masă cu câte un condensator de 0,1 μF , plasat cât mai aproape de terminalele respective ale circuitului integrat.

La transmisia semnalelor analogice pe linii lungi, la recepție se va lucra pe impedanțe relativ mici (rezistență în paralel cu un condensator ceramic), care să șunteze semnalele parazite de frecvențe mari.

Frecvențele semnalelor analogice din echipamentele de comandă numerică sînt suficient de mici, pentru a nu se pune problema reflexiilor pe liniile de transmisie.

3.5. Eliminarea unor legături galvanice. Pentru a se elimina influența elementelor de putere mare (becuri, rele etc.) alimentate la tensiuni mari (ex. 24V) și partea de logică, cuplajul se poate face fără legătură galvanică — fotocuple, rele, reed etc. În mod similar se face cuplajul între echipamentul *NC* și partea convențională.

De asemenea, la transmisia semnalelor analogice pe distanțe mari (ex. între echipament și mașină), cuplarea la ambele capete se poate face prin transformatoare. Se elimină în felul acesta influența semnalelor perturbatoare de mod comun ce pot să apară pe liniile de transmisie.

3.6. Precauții de cablare. Prin unele precauții de cablare se poate elimina influența unei serii de semnale perturbatoare externe și interne.

Pentru micșorarea influenței cîmpului electromagnetic firul de masă se va duce cât mai aproape de firul de semnal, micșorînd la minimum suprafața buclei în care se pot induce tensiuni electromotoare. Perechile de fire vor fi torsadate strîns circa 1 torsiune/cm — și cuprinse în același ecran — de preferință electromagnetic. Ecranarea magnetică poate fi separată de cea electrostatică și să cuprindă mai multe cabluri ecranate static (par. 3.1.).

Pentru a împiedica diafonia între cablurile de legătură la sistemul de măsură — care transportă semnale mici — și semnalele de putere, acestea vor fi duse pe trasee separate de celelalte cabluri de legătură între echipament și mașină (comandă, alimentare etc.). Este recomandabil ca chiar și cablurile de legătură pentru semnalele de comandă a traductorului să fie separate de cele pentru semnalul de ieșire din traductor, în special în cazul inductosynului.

Cablurile de legătură între riglele inductosyn vor fi, de asemenea, torsadate și ecranate.

Pentru eliminarea diafoniei între firele de legătură din echipament și pentru a micșora la minimum bucelele pe care se pot induce curenți de r.f. se va face o așezare corespunzătoare a plăcilor, pentru a nu fi necesare fire de legătură lungi. Se vor evita trasee de fire paralele lungi. Nu se va face formă de cablu.

În realizarea cablajelor se va ține seama de următoarele [2]:

— se pot folosi legături directe cu o lungime maximă de 25 cm. Un plan de masă este recomandabil;

— la lungimi de fire cuprinse între 25 și 50 cm, un plan de masă este obligatoriu;

— la lungimi peste 50 cm se vor folosi numai cabluri bifilare torsadate sau ecranate, sau cabluri coaxiale.

La realizarea cablajelor imprimate se va folosi pe cât posibil un plan de masă [2, 3], dacă placa respectivă cuprinde un număr mare de circuite. În cazul că acest lucru nu este posibil, circuitele vor fi înconjurate cu fire de masă cât mai largi posibile. Extremitățile firelor de masă vor fi legate întotdeauna la un punct comun — masa echipamentului.

Traseele firelor de masă se vor duce radial, de la un punct comun, de preferință situat chiar la sursă sau la intrarea sertarului, în așa fel încât grupurile de circuite să fie alimentate și legate la masă separat. În nici un caz nu vor fi legate la același fir de masă circuite de mică și mare putere. Firul de masă pentru circuitele numerice și cel pentru circuitele analogice vor avea un singur punct comun.

În locurile unde se prelucrează semnale mici (≤ 1 mV) — de exemplu, semnalul de ieșire din traductor, un plan de masă este obligatoriu.

Firele de semnal de putere mare sau cu semnale rapid variabile în timp vor fi separate de firele de semnal mic, prin fire de masă.

Se va asigura legarea corespunzătoare la pământ (conf. 3.1.).

Este recomandabil să se facă o schemă a traseelor de masă și alimentare pentru o verificare mai ușoară a corectitudinii de trasare.

3.6. Alegerea și dispunerea componentelor.

Acolo unde semnalele prelucrate sînt de amplitudine și putere foarte mică (ex. semnalele de ieșire din traductorul inductosyn) trebuie folosite amplificatoare cu zgomot mic, astfel încît zgomotul propriu al elementelor să fie neglijabil față de semnalul util.

Piese care se leagă la intrările unui amplificator operațional trebuie amplasate cît mai aproape de piciorul circuitului integrat, dat fiind că orice semnal indus în firul de conexiune între punctul de prindere al pieselor și intrarea inversoare se va regăsi la ieșire, amplificat, cu amplificarea în buclă închisă a circuitului.

4. Concluzii

Așa cum reiese din cele arătate, problema perturbațiilor cuprinde o arie largă de manifestare a unor fenomene parazite de natură variată. În consecință și căile de protejare a echipamentelor NC sînt variate și trebuie să fie adecvate fiecărui tip de semnale perturbatoare.

De problema perturbațiilor trebuie să se țină seama în toate etapele de elaborare a echipamentelor de comandă numerică, începînd cu conceperea schemelor, alegerea tipurilor de piese, schema de alimentare, continuînd cu realizarea plăcilor cu cablaj imprimat, realizarea conexiunilor în dulap și încheind cu problemele constructive, de amplasare a cablurilor, ecranarea și împămîntarea.

Trebuie menționat că realizarea corectă a ecranărilor și împămîntărilor are o importanță deosebită. O ecranare și împămîntare incorectă pot duce la mărirea erorilor cu un ordin de mărime, precum și la o siguranță scăzută în funcționare.

BIBLIOGRAFIE

- [1] Morrison, Ralph, *Grounding and shielding techniques in instrumentation*, John Wiley & Sons, Inc. 1967.
- [2] Morris, R. L., Miller, J. R. *Protecția cu circuite integrate TTL*. București, Ed. tehnică, 1974.
- [3] *** *Das TTL Kochbuch* — Texas Instruments — Deutschland GmbH, 1972.
- [4] *** *Funk — Entstörbauelemente Siemens — Datenbuch*, 1972/73.
- [5] *** *Circuits intégrés TTL — Sescossem — 1971*.
- [6] *** *Circuits intégrés lineaires — Sescossem — 1976*.
- [7] *** *CEI — Interface entre commandes numérique et machines industrielles — nov. 1975*.
- [8] *** *CEI — Equipment électrique des machines industrielles* (revision des publications 204-1 et 204-2) nov. 1975.
- [9] *** *Echipament electric pentru mașini-unelte de uz general STAS 8138/1-76*.
- [10] *** *Instalații de legare la pământ de protecție STAS 6119-68*.
- [11] *** *Perturbații radioelectrice. Condiții generale STAS 6048-71*.

CZ 620.16

MĂSURARE
REZISTENȚĂ DE CONSTRICȚIE
REZISTIVITATE PLACHETE DE SILICIU

Aspecte ale măsurării rezistivității plachetelor de siliciu prin metoda rezistenței de constricție

ȘTEFAN BARBU, MIRCEA GH. NEGOIȚĂ* — București

Introducere

Metoda rezistenței de constricție (spreading resistance method) este o metodă foarte potrivită pentru determinarea profilelor de rezistivitate ale straturilor semiconductoare, epitaxiale, oferind o rezoluție spațială înaltă.

R.G. Mazur și D.H. Dickey [1] au arătat că rezistența de constricție a unui semispațiu de rezistivitate uniformă măsurată cu un contact electric sub formă de disc circular de rază a , este :

$$R_c = \frac{\rho}{4a} \quad (1)$$

Rezistența de constricție a unui semispațiu cu profil de rezistivitate $\rho(x)$ poate fi scrisă ca :

$$R_c = f[a, \rho(x)] = \frac{4af[a, \rho(x)]}{\rho_1} \cdot \frac{\rho_1}{4a} = K[a, \rho(x), \rho_1] \cdot \frac{\rho_1}{4a} \quad (2)$$

unde :

$$K[a, \rho_1, \rho(x)] = \frac{4af(a, \rho(x))}{\rho_1} \quad (3)$$

Aproape întotdeauna ρ_1 în ecuația (2) este definită ca rezistivitate a stratului de suprafață. Funcția $K[a, \rho_1, \rho(x)]$ este o funcție mai complicată, numită în literatură „factor de corecție” [2, 3, 4, 5]. Se observă :

$$K[a, \rho_1, \rho(x)] = K[a, \rho(x)] \quad (4)$$

Relația (4) arată că factorul de corecție K depinde de raza contactului a , de profilul de rezistivitate $\rho(x)$ și implicit de adâncimea x în semispațiu. El caracterizează structura profilului electric astfel încât R_c nu este o măsură a rezistivității stratului superficial, nici a unui singur strat al profilului, ci depinde de toate straturile din profilul de rezistivitate $\rho(x)$. Din această cauză, pare mai sugestiv să denumim funcția K dată de relația (4) : „factor de structură electrică”, denumire care se va folosi în continuare.

* Ing. Ștefan Barbu lucrează la întreprinderea „Microelectronica”, iar ing. Mircea Gh. Negoită este cercetător științific la I.C.C.E. — București.

Schumann și Gardner [2, 3] au considerat cazul în care $\rho(x)$ este o funcție în scară, adică semispațiul este alcătuit din straturi de rezistivități distincte $\rho_1, \rho_2, \dots$ cu grosimi $d_1, d_2, \dots$ etc. Această aproximație se numește „aproximația multistrat” pentru factorul de structură electric.

Yeh și Khokhani [4] au scris un program bazat pe teoria lui Schumann și Gardner, pentru un profil de rezistivitate cu N -straturi, program a cărui execuție durează aproximativ 10 minute pe un calculator IBM 360 model 85 pentru „a corecta” un profil tipic de 25 de puncte.

În această lucrare se face o analiză a funcției K pe baza unui program de calcul rulat pe calculatorul FELIX-256. Se discută schema de aproximare a unei funcții continue $\rho(x)$ cu o funcție în scară, profil căruia i se pot aplica rezultatele teoriei multistrat. Din rezultatele obținute se pot trage concluzii asupra cazurilor de maximă aplicabilitate a metodei rezistenței de constricție. De asemenea, se discută influența presiunii asupra razei contactului.

1. Analiza factorului de structură electrică

1.1. Aproximația multistrat. Se consideră un semispațiu cu un profil de rezistivitate ca în figura 1.

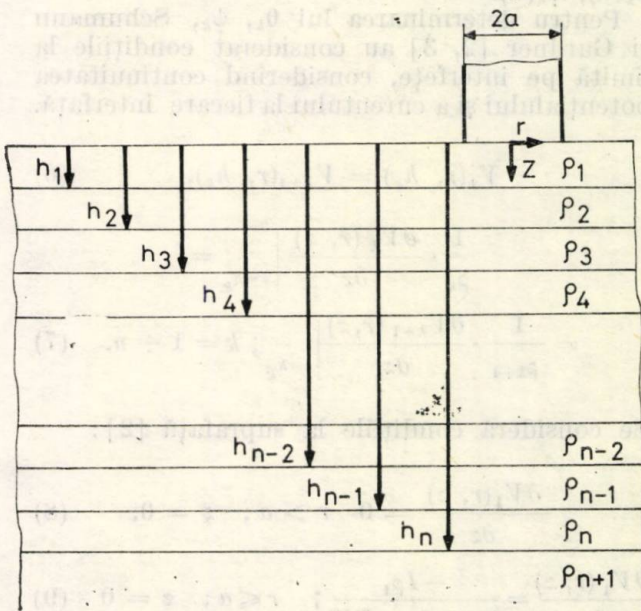


Fig. 1. Geometria aproximației multistrat.

avind un contact electric circular de rază a la suprafață. Se consideră structura în coordonate cilindrice r, z . Geometria problemei este descrisă de mărimile h_i , care reprezintă adâncimile la care se găsesc interfețele de separație între straturile i și $i + 1$, pentru $i = 1 \div n$. Se consideră stratul $(n + 1)$ ca fiind infinit extins după axa z . Toate straturile sînt infinite după r .

În aceste condiții Schumann și Gardner [2, 3] au extins soluțiile lui Weber [6, 7] pentru distribuția de potențial creată de un contact electric injector (injectează curentul $I = \text{const}$), într-un semispațiu de rezistivitate uniformă, la cazul unui semispațiu format din benzi de rezistivități diferite, cazul unei structuri multistrat, scriind pentru cazul fiecărui strat în parte (de ex. cazul k):

$$V_k = \frac{I \rho_1}{2\pi a} \left[\int_0^\infty \frac{e^{-\lambda z} J_0(\lambda r) \sin(\lambda a)}{\lambda} d\lambda + \int_0^\infty \frac{\theta_k(\lambda) e^{-\lambda z} J_0(\lambda r) \sin(\lambda a)}{\lambda} d\lambda + \int_0^\infty \frac{\psi_k(\lambda) e^{\lambda z} J_0(\lambda r) \sin(\lambda a)}{\lambda} d\lambda \right];$$

$$K = 1 \div (n + 1). \quad (5)$$

În relația de mai sus V este potențialul; r — poziția radială; a — raza contactului metal-semiconductor; z — coordonata verticală; I — curentul; ρ — rezistivitatea; λ — variabila de integrare.

Problema principală teoretică a aproximației multistrat constă în determinarea funcțiilor $\theta_k(\lambda)$, $\psi_k(\lambda)$.

Pentru determinarea lui θ_k , ψ_k , Schumann și Gardner [2, 3] au considerat condițiile la limită pe interfețe, considerînd continuitatea potențialului și a curentului la fiecare interfață.

$$V_k(r, h_k) = V_{k+1}(r, h_k), \quad (6)$$

$$\frac{1}{\rho_k} \cdot \frac{\partial V_k(r, z)}{\partial z} \Big|_{z=h_k} = \frac{1}{\rho_{k+1}} \cdot \frac{\partial V_{k+1}(r, z)}{\partial z} \Big|_{z=h_k}; \quad k = 1 \div n. \quad (7)$$

Se consideră condițiile la suprafață [2]:

$$\frac{\partial V_1(r, z)}{\partial z} = 0 \quad r > a; \quad z = 0, \quad (8)$$

$$\frac{\partial V_1(r, z)}{\partial z} = \frac{-I \rho_1}{2\pi a(a^2 - r^2)^{1/2}}; \quad r \leq a; \quad z = 0 \quad (9)$$

și condițiile la infinit:

$$\lim_{r \rightarrow \infty} V_k(r, z) = 0; \quad k = 1 \div (n + 1); \quad (10)$$

$$\lim_{z \rightarrow \infty} V_{n+1}(r, z) = 0. \quad (11)$$

Cu aceste condiții, Yeh și Khokhani [4] arată că pentru determinarea θ_k , ψ_k se obține un sistem format din $2n + 2$ ecuații:

$$\theta_1 - \psi_1 = 0, \quad (12)$$

$$E_k \cdot \theta_k + \psi_k - E_k \cdot \theta_{k+1} - \psi_{k+1} = 0, \quad (13)$$

$$-E_k \cdot \theta_k + \psi_k + \beta_k E_k \cdot \theta_{k+1} - \beta_k \cdot \psi_{k+1} = (1 - \beta_k) E_k, \quad (14)$$

$$\psi_{n+1} = 0; \quad K = 1 \div n, \quad (15)$$

unde:

$$\beta_k = \frac{\rho_k}{\rho_{k+1}}; \quad \theta_k = \theta_k \left(\frac{\lambda}{a} \right);$$

$$H_k = \frac{h_k}{a}; \quad e^{-2H_k \lambda} = E_k.$$

Din relația (15) se vede că numărul de necunoscute care rămîn de determinat este $(2n + 1)$.

Căderea de potențial care apare sub contact datorită curgerii curentului prin aria contactului este:

$$V_c = \frac{\int_0^a \int_0^{2\pi} V_1(r, 0) r dr d\theta}{\int_0^a \int_0^{2\pi} r dr d\theta}. \quad (16)$$

Notînd $t = \lambda a$, relația (16) devine:

$$V_c = \frac{I \rho_1}{\pi a} \int_0^\infty \frac{\left[1 + 2\theta_1 \left(\frac{t}{a} \right) \right] J_1(Rt) \sin t}{t^2} dt, \quad (17)$$

$$\text{unde: } R = \frac{r}{a}.$$

Montajele experimentale pentru determinarea rezistivității straturilor epitaxiale de Si folosesc două sau trei sonde. Se știe că montajul cu trei sonde oferă măsurătorii o precizie mai mare față de montajul cu două sonde. Dintre diferitele geometrii de așezare ale celor trei sonde pe suprafața stratului de măsurat, se preferă, pentru a aplica într-o formă convenabilă principiul superpoziției, geometria în linie, sondele fiind așezate echidistant (fig. 2).

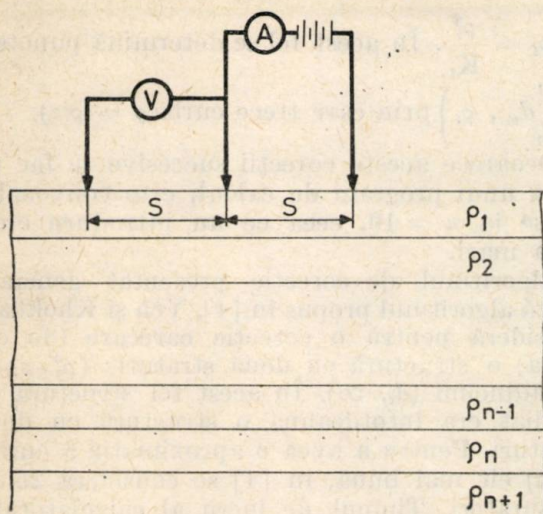


Fig. 2. Măsurarea rezistenței de constricție cu metoda celor trei sonde, în linie, echidistante, pentru o structură multistrat.

Deoarece raza contactului este mult mai mică decât dimensiunile probei, se poate aplica principiul superpoziției [2]:

$$\Delta V = V_c - 2V_1(s, 0) + V_1(2s, 0). \quad (18)$$

În cazul montajului din figura 2 originea sistemului de axe se consideră centrul contactului injector. Deci:

$$\Delta V = \frac{I \rho_1}{4a} \left\{ \frac{4}{\pi} \int_0^\infty \left[1 + 2\theta_1\left(\frac{t}{a}\right) \right] \sin t \left[\frac{J_1(t)}{t^2} - \frac{J_0\left(\frac{St}{2}\right)}{t} + \frac{J_0(St)}{2t} \right] dt \right\}. \quad (19)$$

$$\text{cu } S = \frac{2s}{a}.$$

Deci:

$$R_c = \frac{\Delta V}{I} = \frac{\rho_1}{4a} \cdot K, \quad (20)$$

unde:

$$K = \frac{4}{\pi} \int_0^\infty \left[1 + 2\theta_1\left(\frac{t}{a}\right) \right] \sin t \left[\frac{J_1(t)}{t^2} - \frac{J_0\left(\frac{St}{2}\right)}{t} + \frac{J_0(St)}{2t} \right] dt. \quad (21)$$

Expresia (21) dă forma funcției pentru factorul de structură electrică.

Un comentariu al lui K a fost făcut de Schumann și Gardner [2] în cazul unei structuri

cu două straturi. Au obținut o familie de curbe $K = K(H_1)$ cu $\frac{1 - \beta_1}{1 + \beta_1}$ ca parametru, $S = 500$.

Se discută în continuare, într-un caz mai general factorul de structură electrică K dat de expresia (21).

Se pot face următoarele observații:

a. Factorul de structură electrică se exprimă printr-o integrală, deci, depinde neliniar atât de geometria probei (structura de rezistivitate), cât și de distanța între sonde și de numărul lor.

b. Factorul de integrat depinde de geometria probei prin termenul $\theta_1\left(\frac{t}{a}\right)$ care se obține prin rezolvarea unui sistem de $(2n+1)$ ecuații. Coeficienții necunoscutelor depind de structura probei, adică de adâncimile H_i , $i = 1 \div n$, precum și de rezistivitățile straturilor prin β_i , $i = 1 \div n$. Rezultă dependența funcțională

$$\theta_1 = \theta_1\left(H_1, \dots, H_n; \beta_1, \dots, \beta_n; \frac{t}{a}\right). \quad (22)$$

funcție profund neliniară. Această funcție depinde de adâncimile normate H_i , de rapoartele între rezistivitățile straturilor succesive, de parametrul de integrare normat cu a . Rezultă că parametrul de spațialitate al probei ($h_1, \dots, h_n; t$) nu se consideră în valoare absolută, rolul principal avându-l raza contactului electric, rază la care se raportează toți parametrii de spațialitate. Pentru proprietățile electrice, contează rapoartele între rezistivitățile straturilor succesive.

c. Caracterul de rezistență de constricție este arătat de termenul $\frac{J_1(t)}{t^2}$ care apare în calculul căderii de potențial sub contact.

d. Poziția sondelor influențează prin argumentul funcțiilor Bessel de speța 1 și de ordin 0. Faptul că este o metodă cu trei sonde, este arătat de termenul $\frac{J_0(St)}{2t}$.

1.2. *Aplicațiile metodei rezistenței de constricție — aproximația multistrat.* Aproximația multistrat are aplicații imediate în cazul siliciului pentru determinarea profilelor de rezistivitate ale straturilor epitaxiale crescute pe substrat de același tip: nn^+ , pp^+ , precum și pentru determinarea rezistivității unui strat n^+ , respectiv p^+ , care fac parte dintr-o joncțiune semiconductoră n^+p , respectiv p^+n .

Se presupune că rezistivitatea este o funcție continuă arbitrară, care se poate aproxima printr-o funcție în scară.

a. Cazul nn^+ , pp^+ . Se consideră, de exemplu, o probă nn^+ . În acest caz, la interfața între stratul n și stratul n^+ apare o distribuție de rezistivitate continuă. Dacă se măsoară rezis-

tivitatea de suprafață a probei, se determină de fapt $\rho_1^* = K \rho_1$. Din această cauză trebuie determinat prin calcul K . Pentru calculul lui K trebuie să se determine funcția $\rho(z)$ continuă, care apoi să fie discretizată, pentru a putea calcula K prin rezultatele aproximației multistrat (21). Determinarea lui $\rho(z)$ prin metoda rezistenței de constricție, folosind aproximația multistrat, este distructivă. Se descrie, în continuare, principiul de lucru. Se face o măsurătoare de rezistivitate prin metoda rezistenței de constricție cu trei sonde pe suprafața probei de studiat și se determină $\rho_1^* = 4a \frac{\Delta V_1}{I}$. Apoi se

îndepărtează un strat de grosime d_1 . Se efectuează o nouă măsurătoare și se determină $\rho_2^* = 4a \frac{\Delta V_2}{I}$. Se îndepărtează apoi un strat

de grosime d_2 și se determină $\rho_3^* = 4a \frac{\Delta V_3}{I}$, ș.a.m.d.

Se presupune că după îndepărtarea stratului de grosime d_n , făcîndu-se măsurătoarea de rezistivitate se determină ρ_{n+1}^* . Dacă oricare ar fi stratul de grosime d_{n+1} care se îndepărtează, $\rho_{n+2}^* \simeq \rho_{n+1}^*$, se consideră ca ultimă măsurătoare ρ_{n+1}^* . Rezultă că ultima măsurătoare a fost făcută pe un mediu de rezistivitate uniformă, deci $K = 1$, $\rho_{n+1} = \rho_{n+1}^* = 4a \frac{\Delta V_{n+1}}{I}$.

Deoarece $d_i \neq 0$, $i = 1 \div n$ se aproximează structura reală a probei de studiat cu o structură multistrat în felul următor.

La a n -a măsurătoare s-a determinat $\rho_n^* = 4a \frac{\Delta V_n}{I}$. Proba în acest caz se consideră că a fost alcătuită din două straturi:

- un strat de rezistivitate ρ_n^* și adîncime d_n ,
- un strat de rezistivitate ρ_{n+1} și adîncime infinită.

Pentru această structură formată din două straturi, se calculează factorul de structură electrică, notat K_n . Rezultă:

$$\rho_n = \frac{\rho_n^*}{K_n}$$

La a $(n-1)$ -a măsurătoare se consideră că proba de studiat a avut structura $(\rho_{n-1}^*, \rho_n, \rho_{n+1})$ cu adîncimile, respectiv, $(d_{n-1}, d_{n-1} + d_n, \infty)$. Se calculează K_{n-1} și $\rho_{n-1} = \frac{\rho_{n-1}^*}{K_{n-1}}$.

În acest fel, prin recurență, la a i -a măsurătoare, se consideră proba de studiat ca avînd structura $(\rho_i^*, \rho_{i+1}, \dots, \rho_n, \rho_{n+1})$ și adîncimile $(d_i, d_i + d_{i+1}, \dots, \sum_{m=i}^n d_m, \infty)$. Se calculează K_i

și $\rho_i = \frac{\rho_i^*}{K_i}$. În acest fel se determină punctele $(\sum_{m=1}^{i-1} d_m, \rho_i)$ prin care trece curba $\rho = \rho(z)$.

Deoarece aceste corecții succesive se fac pe baza unui program de calcul, este convenabil să se ia $n = 10$, ceea ce nu introduce erori prea mari.

Algoritmul de corecție prezentat generalizează algoritmul propus în [4]. Yeh și Khokhani consideră pentru o corecție oarecare (de ex. a i -a) o structură cu două straturi: (ρ_i^*, ρ_{i+1}) , de adîncimi (d_i, ∞) . În acest fel structura de studiat era întotdeauna o structură cu două straturi. Pentru a avea o aproximație a curbei $\rho(z)$ cât mai bună, în [4] se consideră 25 de măsurători. Timpul de lucru al calculatorului era aproximativ 10 minute.

Folosind algoritmul de corecție, prin recurență, pentru structuri cu număr variabil de straturi, cu numai 10 măsurători se obține o aproximație foarte bună a curbei $\rho(z)$, precum și o reducere de aproximativ trei ori a timpului de lucru, utilizînd calculatorul românesc FELIX-256.

Metoda rezistenței de constricție — aproximația multistrat — de determinare a rezistivității (superficiale sau profile de rezistivitate), fiind o metodă distructivă, se aplică numai loturilor mari, asupra unor probe test, prin control selectiv.

b. Cazul $n+p$, $p+n$. În acest caz apare problema unei joncțiuni. S-a observat că problema se poate reduce la cazul (a) dacă se consideră $\rho_{n+1} = \infty$, adică joncțiunea este impenetrabilă.

2. Curbe generale pentru factorul de structură electrică

Se arată în 1.2. aplicațiile imediate ale metodei rezistenței de constricție. O aplicație deosebit de importantă este cazul joncțiunilor. Din această cauză este necesar de știut care este comportarea factorului de structură electrică K în funcție de argumentele sale.

Vom considera o aproximație multistrat cu $(n+1)$ straturi. Din relațiile (21), (22) rezultă:

$$K = K(a, h_1, h_2, \dots, h_n, \rho_1, \rho_2, \dots, \rho_{n+1}, s) \quad (23)$$

în care: K

este o funcție de $(2n+3)$ variabile.

Problema care a fost rezolvată a fost următoarea: considerîndu-se ca material semiconductor siliciul, să se aleagă un profil de rezistivitate anumit și o discretizare, convenabile, să se reducă numărul de variabile, astfel încît să se poată reprezenta grafic funcția K .

Se știe că rezistivitatea, în cazul Si, depinde de concentrația de impurități conform curbelor lui Irvin [8]. A alege un profil de rezistivitate, revine la a alege un profil de impurități care să

permită o discretizare convenabilă, astfel încât să se reducă numărul variabilelor.

Pentru ușurința investigației s-a presupus un strat n^+ difuzat după un profil Gauss, obținut într-un strat p epitaxial. Se notează cu z_0 adâncimea la care se formează joncțiunea; n^+p , N_s — concentrația de suprafață a impurităților; N_B — concentrația impurităților în stratul p ; λ — lungimea de difuzie. Profilul de impurități este:

$$N(z) = N_s e^{-\frac{z^2}{\lambda^2}} - N_B. \quad (24)$$

Condiția de a avea joncțiune la x_0 este:

$$N(z_0) = 0. \quad (25)$$

Rezultă:

$$\lambda^2 = z_0^2 \frac{1}{\ln \frac{N_s}{N_B}}. \quad (26)$$

Deci:

$$N(z) = N_s \cdot 10^{-\left(\frac{z}{z_0}\right)^2 \lg \frac{N_s}{N_B}} - N_B. \quad (27)$$

Se aproximează acest profil de rezistivitate cu o funcție în scară în felul următor. Se consideră straturi de grosimi egale, cu următoarea lege de recurență de adâncimi:

$$h_i = 0,1 \cdot i \cdot z_0 \quad i = 1 \div 10. \quad (28)$$

Modelul rezultat este o structură cu 11 straturi (avantajoasă conform 1.2.), ultimul strat reprezentînd stratul p . Deși se presupune stratul p de adâncime finită grosimea lui nu joacă nici un rol (conform 1.2.b.).

Pentru fiecare h_i avem:

$$N_i = N(h_i) \quad (29)$$

și pentru fiecare N_i corespunde un ρ_i conform curbelor lui Irvin [8]. Rezultă în acest fel, pentru model:

$$K = K(a, z_0; N_s, N_B, s). \quad (30)$$

Pentru acest model, K este o funcție de 5 variabile. Alegînd un montaj cu trei sonde în linie, echidistante (fig. 2) și impunînd ca întotdeauna:

$$s = \frac{2s}{a} = 500, \quad (31)$$

se fixează s , acesta nefiind o variabilă esențială. Se fixează $N_B = 10^{15}$ at/cm³, valoare tipică. În acest fel rezultă funcția:

$$K = K(a, z_0, N_s) \Big|_{\substack{s = 250 a \\ N_B = 10^{15} \text{ at/cm}^3}}, \quad (32)$$

care a fost analizată pe calculator, expresia lui K fiind (21).

Se va face descrierea succintă a programului de calcul. Programul principal conține partea de integrare numerică prin metoda Simpson. În fiecare punct al rețelei de integrare programul principal cheamă două subrutine: o subrutină de rezolvare a unui sistem de ecuații, subrutină care definește matricile în fiecare punct al intervalului de integrare și altă subrutină de calcul a funcțiilor Bessel care apar în (21). În acest fel se calculează integrantul în fiecare punct al rețelei de integrare. Rezultatele obținute sînt arătate în figurile 3, 4 și 5.

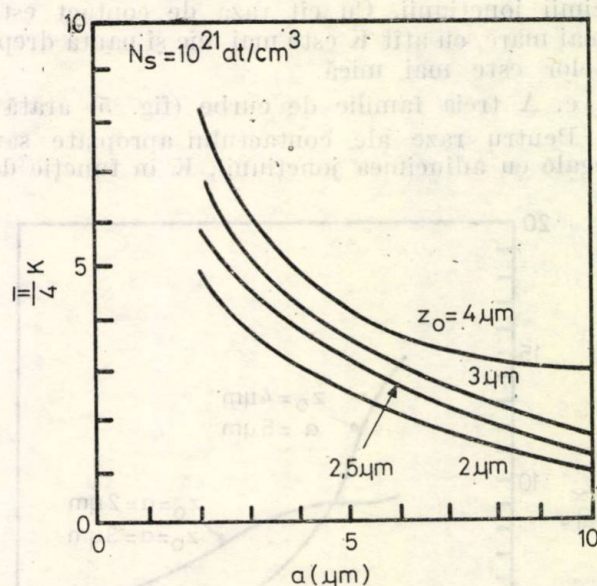


Fig. 3. Factorul de structură electrică K în funcție de raza contactului a cu adâncimea joncțiunii z_0 ca parametru.

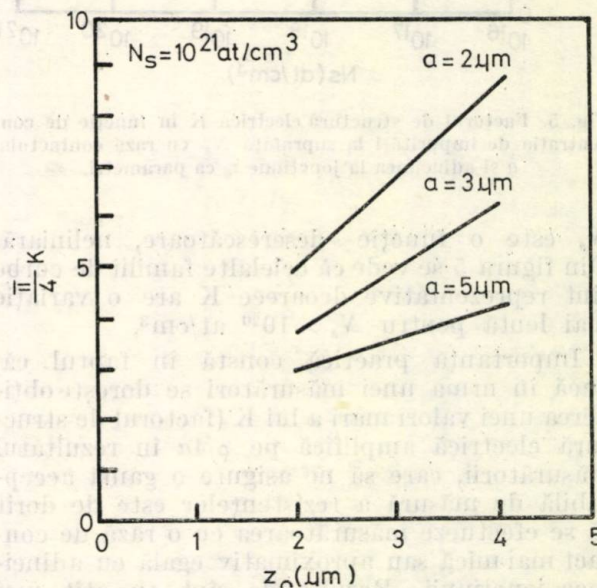


Fig. 4. Factorul de structură electrică K în funcție de adâncimea joncțiunii z_0 cu raza contactului a ca parametru.

Familiile de curbe din figurile 3, 4 au fost reprezentate pentru o concentrație mare de impurități la suprafață.

a. Prima familie de curbe (fig. 3) arată scăderea valorilor factorului de structură electrică. Cu cât raza contactului este mai mare decât adâncimea joncțiunii, K tinde către 1, deci stratul se comportă, în raport cu contactul electric, ca un strat aproximativ uniform.

b. A doua familie de curbe (fig. 4) aduce un rezultat interesant. Pe domeniul uzual $x_0 \in [2 \mu\text{m}, 4 \mu\text{m}]$ dependența lui K de x_0 este o funcție aproape liniară. Pentru o rază de contact a fixată, K crește odată cu creșterea adâncimii joncțiunii. Cu cât raza de contact este mai mare, cu atât K este mai mic și panta dreptelor este mai mică.

c. A treia familie de curbe (fig. 5) arată: Pentru raze ale contactului apropiate sau egale cu adâncimea joncțiunii, K în funcție de

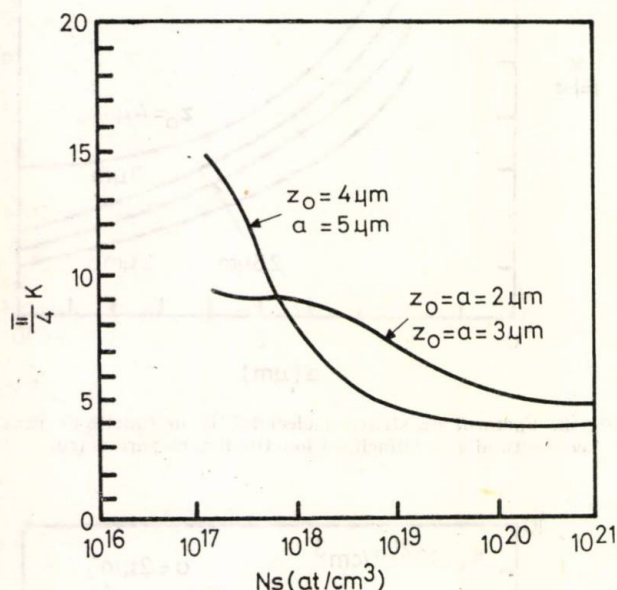


Fig. 5. Factorul de structură electrică K în funcție de concentrația de impurități la suprafață N_s cu raza contactului a și adâncimea la joncțiune z_0 ca parametri.

N_s este o funcție descrescătoare, neliniară. Din figura 5 se vede că celelalte familii de curbe sînt reprezentative deoarece K are o variație mai lentă pentru $N_s > 10^{20} \text{ at/cm}^3$.

Importanța practică constă în faptul că, dacă în urma unei măsurători se dorește obținerea unei valori mari a lui K (factorul de structură electrică amplifică pe $\rho/4a$ în rezultatul măsurătorii, care să ne asigure o gamă acceptabilă de măsură a rezistențelor este de dorit să se efectueze măsurătoarea cu o rază de contact mai mică sau aproximativ egală cu adâncimea joncțiunii. Rezultatele sînt cu atât mai reprezentative cu cât concentrația de suprafață a impurităților este mai mare.

Familiile de curbe obținute arată, pentru prima dată în cazul joncțiunii n^+p difuzată, profil de impurități Gauss, dependența lui K de variabilele sale.

O problemă, de asemenea, interesantă este determinarea teoretică a razei contactului a , analiza factorilor care o influențează. Această problemă este tratată în continuare, dîndu-se un algoritm de calcul al razei contactului a , sau pentru o rază a dorită, determinîndu-se forța de apăsare necesară a sondei pe plachetă.

3. Influența presiunii asupra razei contactului

Mărimea suprafeței de contact între doi membri este legată de fenomenul deformării elastice sau plastice a materialelor din care sînt executați acești membri.

Două obiecte de duritate infinită intră în contact în maximum trei puncte. Datorită faptului că duritatea materialelor reale este limitată, ele se vor deforma, mai mult sau mai puțin, în funcție de mărimea forței de apăsare între cele două corpuri în contact. De aceea, contactele nu sînt punctiforme, și apar suprafețe de contact. Pentru studiul deformațiilor elastice sau plastice, materialele vor fi caracterizate prin modulii Young Y_1 , Y_2 ai materialelor respective.

În [9], se consideră o sondă cu vîrf semisferic în contact cu un semispațiu (placheta de Si), figura 6. Dacă se consideră că forța de apăsare F a sondei pe semispațiu este suficient de mare, astfel încît să apară și deformații plastice în semispațiu și dacă se consideră că deformațiile plastice apar într-o regiune centrală de rază x_1 , iar deformațiile elastice apar într-o coroană circulară, notată „regiune periferică”, raza

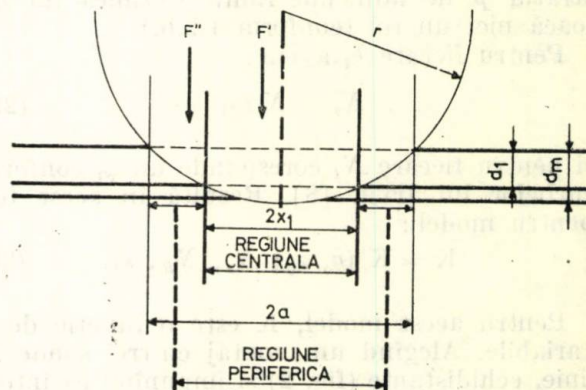


Fig. 6. Deformațiile mecanice în zona de contact.

efectivă de contact fiind a , cu notațiile din figura 6, rezultă:

$$a = \sqrt{\frac{F}{\sigma_f \pi} + 4,05 r^2 \left(\frac{1}{2Y_1} + \frac{1}{2Y_2} \right)^2 \sigma_f^2}, \quad (33)$$

$$x_1 = \sqrt{\frac{F}{\sigma_f \pi} - 4,05 r^2 \left(\frac{1}{2Y_1} + \frac{1}{2Y_2} \right)^2 \sigma_f^2}, \quad (34)$$

$$d_m = \frac{a^2}{2r}, \quad (35)$$

$$d_1 = 4,05 r \left(\frac{1}{2Y_1} + \frac{1}{2Y_2} \right)^2 \sigma_f^2, \quad (36)$$

unde Y_1, Y_2 sint modulele Young, al sondei și al plachetei; F — forța de apăsare a sondei pe plachetă; r — raza virfului sondei; σ_f — efortul unitar pentru apariția deformațiilor plastice; d — adîncimea totală de pătrundere a sondei în plachetă; d_m — adîncimea de pătrundere a sondei în plachetă în zona de deformare elastică.

Forma rezultatelor (33 ÷ 36) este ușor modificată față de [9]. Conform [10] avem $\sigma_f = 1000$ Kg/mm², iar $Y_2 = 1880$ Kg/mm² pentru siliciu [11] în direcția $\langle 111 \rangle$. Expresia lui d_1 (36) în forma dată, arată că adîncimea de pătrundere în material a sondei în zona de deformare este direct proporțională cu raza sondei, natura materialelor în contact influențînd asupra coeficientului de proporționalitate, care este o constantă pentru două materiale date.

Din (34) se observă că se poate defini o forță F^* — forța „prag de plasticitate” — factor important în studiul deformațiilor plastice. Forța prag de plasticitate F^* este forța minimă cu care trebuie apăsată sonda pe plachetă pentru ca în regiunea centrală să apară o deformare plastică. Punînd în relația (34) condiția $x_1 = 0$ rezultă :

$$F^* = 4,05 \pi r^2 \left(\frac{1}{2Y_1} + \frac{1}{2Y_2} \right)^2 \sigma_f^3, \quad (37)$$

se observă că :

$$F^* \sim r^2, F^* \sim Y_1^{-2}.$$

Este interesant de menționat că pentru $F < F^*$ efectul de constricție crește considerabil și necontrolat [12].

Aceasta arată că deformarea plastică este o condiție necesară pentru un contact reproducibil. Din această cauză este important de studiat care sînt valorile pe care le poate lua F^* . În figura 7 s-au trasat graficele $F^* = F^*(r)$ pentru două materiale uzuale ale virfului de sondă: osmiu, aliaj tungsten — ruteniu. Este de remarcat, că pentru raze mici ale sondei, în majoritatea măsurărilor efectuate de diverși cercetători, cu toate că $F > F^*$, s-a considerat că se lucrează în limita de elasticitate, (de ex. [1]). În acest mod original de abordare a problemei, introdus în lucrarea de față, se preîntîmpină asemenea erori.

Introducînd F^* , relațiile (33) și (34) devin :

$$a = \sqrt{\frac{F + F^*}{\sigma_f \cdot \pi}}, \quad (38)$$

$$x_1 = \sqrt{\frac{F - F^*}{\sigma_f \cdot \pi}}. \quad (39)$$

Rezultă, de aici, importanța studiului dependenței lui F^* . Forța prag de plasticitate F^* înglobează influența razei sondei, a materia-

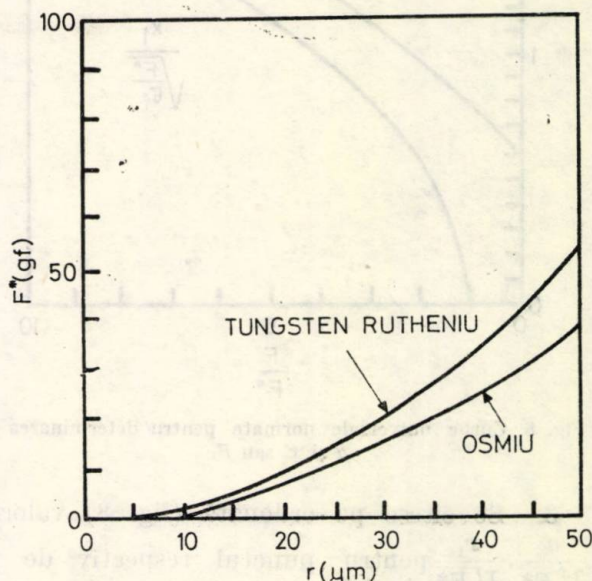


Fig. 7. Variația pragului de plasticitate F în funcție de raza sondei r pentru osmiu și aliaj de tungsten-ruteniu.

lelor în contact și a efortului unitar τ_f la care apare deformarea plastică. Cu mici transformări relațiile (38), (39) devin :

$$\frac{a}{\sqrt{\frac{F^*}{\pi \sigma_f}}} = \sqrt{\frac{F}{F^*} + 1}; \quad (40)$$

$$\frac{x_1}{\sqrt{\frac{F^*}{\pi \sigma_f}}} = \sqrt{\frac{F}{F^*} - 1}. \quad (41)$$

Se obțin, astfel, curbele normate din figura 8. Aceste curbe originale sînt curbe universale. Algoritmul lor de folosire este :

1 — Dîndu-se raza sondei și materialele în contact se calculează F^* și $\sqrt{\frac{F^*}{\pi \sigma_f}}$ cu relația (37).

Mai mult, cunoscînd materialul virfului de sondă se trasează $F^* = F^*(r)$ pentru materialul dat. Cunoscînd raza sondei, din acest grafic se citește direct F^* pentru o rază dată. Apoi se calculează $\sqrt{\frac{F^*}{\pi \sigma_f}}$.

2 — Presupunînd că se aplică o forță F , aceasta se normează la F^* , determinîndu-se astfel punctul de pe abscisă din figura 8.

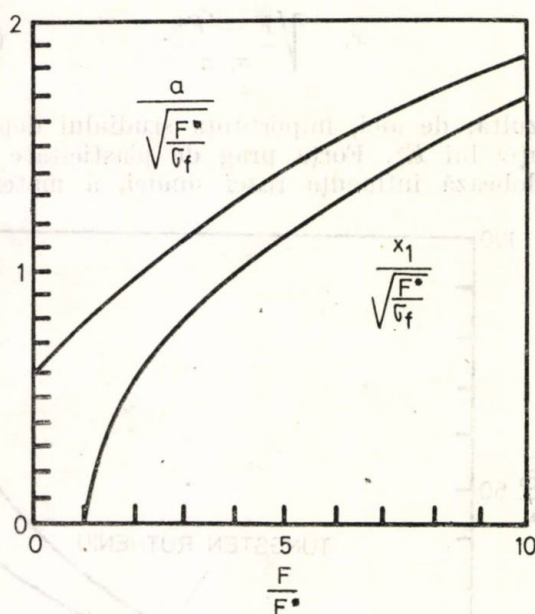


Fig. 8. Curbe universale normate pentru determinarea lui a și x_1 sau F .

3— Se citește pe ordonată (fig. 8) valorile $\frac{a}{\sqrt{F^*}}$, $\frac{x_1}{\sqrt{F^*}}$ pentru punctul respectiv de pe $\sqrt{\frac{F}{F^*}}$ abscisă.

4— Cunoșcînd de la punctul 1 $\sqrt{\frac{F}{F^*}}$ se determină a și x_1 .

Dacă se dorește o rază dată a pentru contact, atunci se efectuează punctele 2, 3, 4 în ordine inversă și se determină forța F necesară pentru apăsarea sondei pe plachetă.

S-a realizat, deci o posibilitate simplă de determinare teoretică a razei contactului. Utilizatorul curbelor trebuie să traseze $F^* = F^*(r)$ pentru materialul din care este făcut vârful sondei, apoi poate utiliza alte sonde cu vârful din același material, dar cu raze diferite. Rezultă a și x_1 din figura 8.

4. Concluzii

Metoda rezistenței de constricție pentru măsurarea rezistivității plachetelor de siliciu se aplică cu succes pentru structuri nn^+ , pp^+ , n^+p , p^+n , oferind o rezoluție spațială înaltă de ordinul micronilor.

Metoda rezistenței de constricție, aproximația multistrat, permite elaborarea unei metode de lucru pentru utilizator, astfel:

a — Seridică profilul de rezistivitate, măsurat, pe o probă test, așa cum s-a arătat în 1.2.

b — Profilul de rezistivitate (experimental) se corectează, cu ajutorul algoritmului de corecție, prin recurență, considerînd structuri cu număr variabil de straturi — programat pe un calculator electronic. Se determină, în cadrul unei joncțiuni, concentrația de impurități la suprafață, adîncimea joncțiunii, tipul de profil de impurități.

c — Cu ajutorul curbelor originale din figurile 3, 4 și 5 pentru un factor de structură electrică dorit de utilizator se estimează raza necesară de contact.

d — Pe baza rezultatelor prezentate în capitolul 3 se determină pentru o rază de contact dorită și pentru sonde de raze și material cunoscut, forța necesară de apăsare a sondei pe plachetă.

În funcție de datele inițiale, metoda elaborată se poate utiliza în ordine inversă a pașilor, dacă se dă forța de apăsare a sondei pe plachetă ca dată inițială.

În acest fel se poate estima factorul de structură electrică și concentrația de impurități la suprafață. În această formă metoda de lucru se aplică pentru lucrări cu caracter experimental, la care utilizatorul ei nu dispune de date anterioare.

Metoda de lucru fundamentată și prezentată în lucrare este simplă, permițînd o utilizare rapidă, concretizată într-un timp redus de lucru efectiv și pe calculator, al utilizatorilor.

BIBLIOGRAFIE

- [1] Mazur, R. G., Dickey, D. H. *J. of Electrochem. Soc.*, **113**, 1966, p. 255.
- [2] Schumann, P. A., Gardner, Jr., E. E. *J. of Electrochem. Soc.*, **116**, 1969, p. 87.
- [3] Schumann, P. A., Gardner, Jr. E. E. *Solid State Electronics*, nr. **12**, 1969, p. 371.
- [4] Yeh, T. H., Khokhani, K. H. *J. of Electrochem. Soc.*, **116**, 1969, p. 1461.
- [5] Hu, S. M. *Solid State Electronics*, **15**, 1972, p. 809.
- [6] Weber, H., *Mathematical J.* 1873. p. 75
- [7] Sneddon — *Mixed boundary value problems in potential theory*, p. 63, North-Holland, Amsterdam, 1966.
- [8] Irvin, J. C. *Bell System Techn. J.*, **41**, 1962, p. 387.
- [9] Kramer, P., Van Ruyven, L. J. *Solid State Electronics*, **15**, 1972, p. 757.
- [10] Giardini, A. A. *Am. Mineralogist*, **43**, 1958, p. 957.
- [11] Helmut, F. Wolff, *Silicon semiconductor data*. Oxford Pergamon Press, 1969.
- [12] Gorey, E. F., Schneider, C. P., Poponiak, M. R. *J. of Electrochem. Soc.* **117**, 1970, p. 721.

NOTE

EXTINDEREA DOMENIULUI DE VARIAȚIE A MĂRIMILOR DE IEȘIRE A UNUI AMPLIFICATOR OPERAȚIONAL DE MICĂ PUTERE

Există numeroase aplicații în care este necesar un amplificator operațional de precizie, cu putere de ieșire mare (atit curenți de ieșire, cit și tensiuni de ieșire mari). În nota de față se prezintă o schemă de amplificator operațional [1], care satisface următoarele condiții :

- excursia de tensiune la ieșire ± 30 V ;
- excursia de curent la ieșire ± 60 mA ;
- tensiunea de offset ± 5 mV ;
- curent de polarizare la intrare ≤ 10 nA ;
- banda pentru amplificarea unitară ≥ 10 kHz ;
- rezistență de sarcină variabilă $10 \dots 10^4 \Omega$.

Îndeplinirea simultană a acestor condiții conduce la soluția utilizării ca etaj de intrare a unui amplificator operațional de mică putere, care realizează valorile impuse mărimilor de intrare (de exemplu LM 308), urmat de un amplificator de putere, care asigură valorile necesare impuse pentru mărimile de ieșire.

O schemă binecunoscută [2] realizată în conformitate cu soluția descrisă anterior este indicată în figura 1. Amplificatorul operațional AO lucrind la ieșire pe o rezistență foarte mică (practic în scurtcircuit) în figura 1 se indică și o valoare tipică de 33Ω , debitează curenți relativ mari ceea ce implică și curenți mari absorbiți de la sursele de alimentare, egali cu curentul din R_1 . Urmarea directă o constituie apariția unor curenți de bază pentru T_3 (pentru o semialternanță) și T_4 (pentru cealaltă semialternanță) ceea ce face ca tranzistoarele finale T_5 și T_6 să injecteze curent în rezistența de sarcină R_S , fiecare în semialternanța respectivă. Divizoarele R_1 , R_2 și tranzistoarele T_1 , T_2 asigură tensiunea corectă de alimentare pentru AO. Condensatoarele C_1 , C_2 realizează compensarea în frecvență, asigurind stabilitatea schemei.

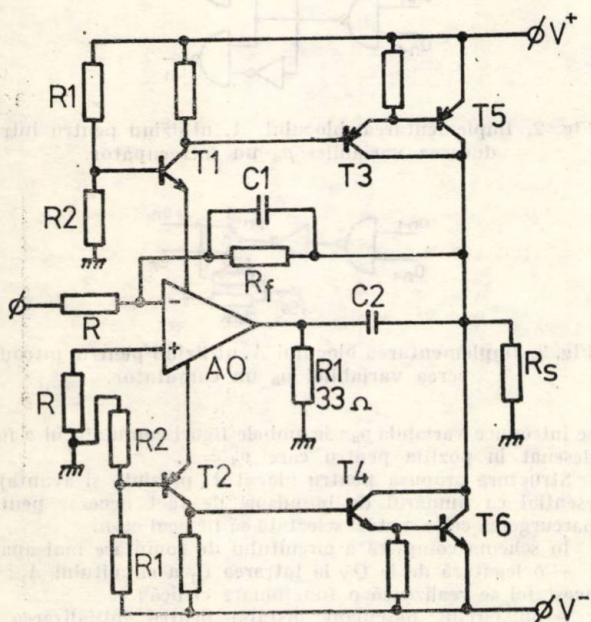


Fig. 1. Schema pentru extinderea domeniului de variație a mărimilor de ieșire ale unui amplificator operațional de mică putere, cu dezavantajul de a nu putea fi compensată pentru o gamă mare de variație a rezistenței de sarcină R_S .

Dezavantajul major al acestei scheme este dat de faptul că stabilitatea ei este puternic condiționată de valoarea rezistenței de sarcină R_S , fiind imposibilă o funcționare stabilă, fără oscilații, în condițiile în care R_S variază între $10 \dots 10^4 \Omega$. Trebuie observat, însă că, există întotdeauna o valoare a condensatorului C_2 , care pentru o valoare dată a rezistenței de sarcină, asigură stabilitatea schemei.

Eliminarea acestui dezavantaj s-a realizat prin folosirea schemei din figura 2. Etajul de putere cu tranzistoare are o structură clasică. Tranzistoarele T_1 , T_2 realizează amplifi-

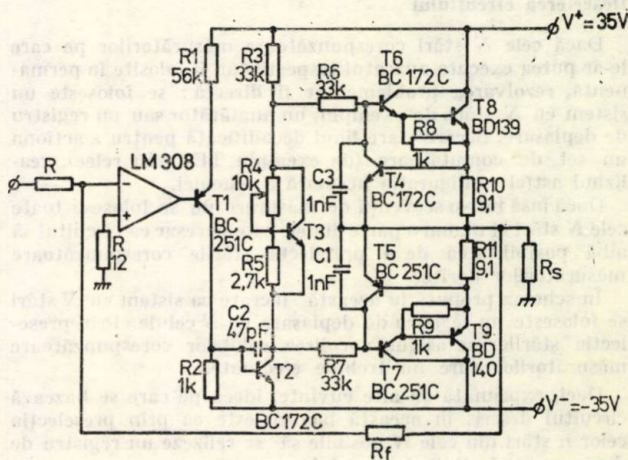


Fig. 2. Schema care elimină dezavantajul prezentat de schema din figura 1.

care în tensiune, iar T_6 , T_7 , T_8 , T_9 amplificarea în curent. Curentul de ieșire este limitat la valoarea :

$$I_{0,max} = 0,7/R_{11} \text{ (sau } (R_{10}) \cong 70 \text{ mA.)}$$

Condensatorul C_2 asigură stabilitatea necondiționată a montajului (determină polul dominant).

Valoarea amplificatorului este determinată de raportul R_f/R și de produsul amplificare-banda, care este de aproximativ 12 kHz.

Acest amplificator operațional cu parametrii de ieșire extinși a fost utilizat [1] într-un sistem de testare pentru tranzistoare, într-o schemă de sursă de tensiune/curent comandată.

BIBLIOGRAFIE

- [1] Raport final la contractul de cercetare științifică nr. 184/1 75, Facultatea de electronică și telecomunicații, Institutul politehnic din București.
- [2] Bulucea, C., ș.a. *Circuite integrate liniare*, București, Editura tehnică, 1976 p. 211.

I. Mihai, M. Bodea, A. Harca, H. Costache. Institutul politehnic — București; Facultatea de electronică și telecomunicații.

CIRCUIT PENTRU COMUTAREA SUCCESIVĂ A UNUI NUMĂR DE n STĂRI, DINTR-UN NUMĂR DE N STĂRI POSIBILE

Introducere

În această lucrare se descrie un circuit de comutare care permite ca dintr-o succesiune de N stări să fie selectate succesiv n stări alese arbitrar ($n \leq N$).

Acest sistem de comutare își găsește o aplicare largă în cazul unor aparate de măsurare complexe pentru selecția și comutarea măsurătorilor dorite. În acest fel se evită acționarea permanentă a unor comutatoare sau claviaturi și se realizează o sporire a vitezei de lucru.

Desigur rămân în continuare necesare comutatoarele sau claviatura pentru preselecția stărilor (măsurătorilor) dorite și comanda pentru trecerea la starea următoare.

Descrierea circuitului

Dacă cele N stări corespunzătoare măsurătorilor pe care le-ar putea executa aparatul respectiv ar fi folosite în permanență, rezolvarea problemei ar fi directă: se folosește un sistem cu N stări, de exemplu, un numărator sau un registru de deplasare, fiecare stare fiind decodificată pentru a acționa un set de comutatoare (de exemplu TEC sau relee), realizând astfel configurația necesară a schemei.

Dacă însă într-o secvență de măsurare nu se folosesc toate cele N stări ci numai o parte din ele este necesar ca circuitul să aibă posibilitatea de a preselecția stările corespunzătoare măsurătorilor dorite.

În schema propusă în această lucrare ca sistem cu N stări se folosește un registru de deplasare cu N celule. Prin preselecția stărilor se asigură ocolirea celulelor corespunzătoare măsurătorilor care nu trebuie efectuate.

Deci, exprimată cu alte cuvinte, ideea pe care se bazează circuitul descris în această lucrare este ca prin preselecția celor n stări din cele N posibile să se realizeze un registru de deplasare „efectiv” de n celule.

Schema de principiu a circuitului este indicată în figura 1. Implementarea sa a fost făcută cu circuite basculante bistabile de tip D . Pe intrarea T se dă comanda de avans la următoarea stare selectată.

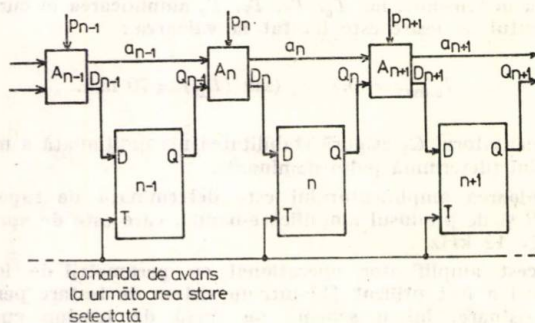


Fig. 1. Schema de principiu a circuitului.

următoarea stare (măsurătoare) selectată. Blocul notat A_n asigură preselecția sau omiterea celulei n , în funcție de valoarea variabilei logice binare p_n ($p_n=0$ selecție, $p_n=1$ omitere).

Din considerente de implementare mai simplă cu porți NAND s-a convenit ca activarea măsurătorii n să se facă în cazul în care $Q_n=0$. Rezultă că în registru trebuie să se deplaseze un „0”. Ca urmare funcționarea blocului A_n se poate compara cu cea a unui macaz care dirijează un „0” venit fie de la celula $(n-1)$, fie de la macazul anterior A_{n-1} spre celula următoare (n), dacă ea este selectată, sau spre

macazul următor (A_{n+1}), dacă celula corespunzătoare nu este selectată.

Din această descriere rezultă următorul tabel de adevăr pentru blocul A_n (trebuie observat că variabilele logice

p_n	a_{n-1}	Q_{n-1}	$D_n(Q_n)$	a_n
1	1	0	1	0
1	0	1	1	0
0	1	0	0	1
0	0	1	0	1

(Celula n este selectată pentru $p_n=0$ și neselectată pentru $p_n=1$).

a_{n-1} și Q_{n-1} nu pot fi simultan 0 sau 1): Funcțiile logice realizate de cele două ieșiri a_n , D_n sînt:

$$a_n = p_n + (a_{n-1} \cdot Q_{n-1}),$$

$$D_n = \bar{p}_n + (a_{n-1} \cdot Q_{n-1}).$$

Implementarea blocului A este prezentată în figurile 2 și 3, în două variante, în funcție de tipul de comutator prin care

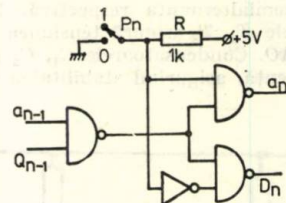


Fig. 2. Implementarea blocului A , utilizând pentru introducerea variabilei p_n un întrerupător.

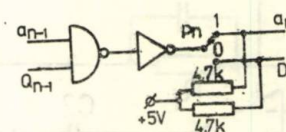


Fig. 3. Implementarea blocului A , utilizând pentru introducerea variabilei p_n un comutator.

se introduce variabila p_n ; în ambele figuri comutatorul a fost desenat în poziția pentru care $p_n=1$.

Structura propusă pentru blocul A_n prezintă și avantajul esențial ca numărul de impulsuri de tact necesar pentru parcurgerea celor n stări selectate să fie egal cu n .

În schema completă a circuitului de comutare mai apar:

- o legătură de la Q_n la intrarea Q_1 a circuitului A_1 ; în acest fel se realizează o funcționare ciclică;
- un circuit basculant bistabil pentru inițializarea și stocarea „0” dacă nici una din cele N stări nu a fost preselec-tată.

Bodea, M., Mișu, I., Costache, H., Harea, A. Institutul politehnic — București

CENTRALA AUTOMATĂ DE AVERTIZARE PENTRU MEDIU MARIN — CUAM — N

Prezentare generală

Dezvoltarea construcțiilor de nave din Republica Socialistă România a pus problema realizării în țară a echipamentului electronic cu care sînt dotate aceste nave.

Venind în întîmpinarea acestei necesități și valorificînd experiența sa în domeniul proiectării și realizării echipamentelor de detectare și semnalizare a incendiilor, Institutul de proiectări de automatizări (I.P.A.) a realizat o centrală automată de semnalizare și avertizare, special construită pentru utilizarea în mediu marin, corespunzînd regulilor Registrului Naval Român, Registrului Naval Sovietic și Biroului VERITAS.

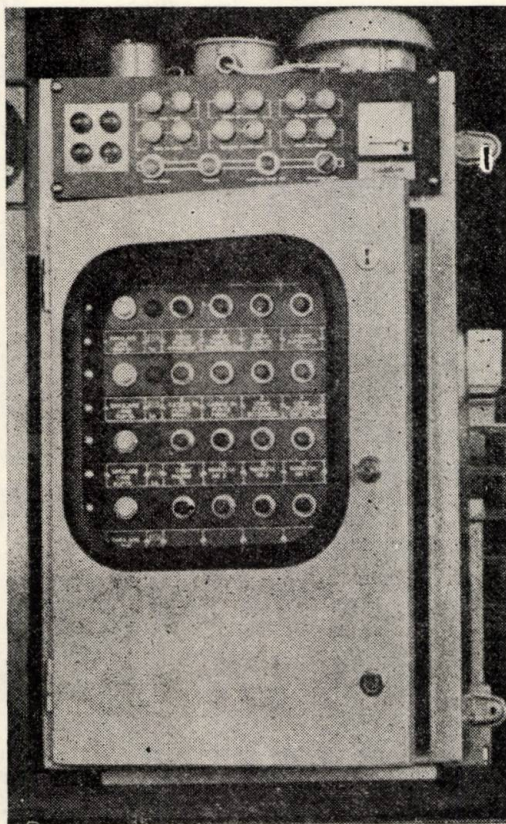


Fig. 1

Centrala CUAM—N (fig. 1) este realizată sub formă de dulăpior, cu ușa avînd un geam

prin care se vede sistemul de semnalizare selectivă pe linii. În interiorul dulăpiorului este montat un cadru rabatabil pe care sînt fixate, prin conectoare, blocurile funcționale (modulele). Rabatarea cadrului modul descoperă interiorul dulapului în care sînt montate siguranțele generale, clemele de legătură, mufele de ieșire etc. Deasupra ușii se află un panou fix numit „modul de serviciu” care permite semnalizarea optică sintetică a situației liniilor și centralei.

1. Detectoarele ce se pot conecta

La modulele de linii se poate conecta practic orice tip de detector de incendiu activ sau pasiv, cu condiția ca acestea să aibă ca element de ieșire un contact închis în stare de așteptare, iar în cazul detectoarelor active telealimentate, acestea să admită o tensiune de alimentare la bornele centralei de $24\text{ V}^{+10\%}_{-15\%}$.

Legarea detectoarelor pasive la o linie a centralei se face pe două fire cu contactele detectoarelor legate în serie. Detectoarele active se leagă la centrală pe 4 fire, două fire fiind utilizate pentru telealimentarea lor.

Pe fiecare linie pot fi legate maximum 5 detectoare active sau 20 detectoare pasive (astfel încît curentul maxim debitat pe o linie să nu depășească 0,2 A).

2. Caracteristici funcționale

Centrala CUAM—N este astfel construită încît poate distinge următoarele situații (pe linii):

- a — funcționarea normală (starea de veghe);
- b — acționarea unui detector (alarmă);
- c — întreruperea liniei de legătură cu detectoarele;
- d — scurtcircuitarea unei linii;
- e — linie de masă.

Aceste situații sînt semnalizate optic astfel :

A. Selectiv pe modulul de linii :

- acționarea unui detector prin lampă individuală luminînd intermitent (cu memorare);
- întreruperea liniei de legătură cu detectoarele prin lampă individuală luminînd continuu (fără manevrare).

B. Sintetic pe modulul de serviciu toate stările de la punctele „a” la „e”.

În același timp prin modulul de serviciu se semnalizează optic următoarele situații legate de integritatea centralei :

- f — siguranță de modul linie arsă;
- g — defecțiune în sistemul de alimentare;
- h — filament întrerupt la una din lămpile de linie.

Semnalizările optice sînt dublate de semnalizări acustice.

Centrala asigură totodată retranslarea următoarelor alarme :

I. Alarmă de incendiu, modulată în cod internațional.

II. Alarmă de incendiu pentru oprirea ventilațiilor, blocări de uși etc.

III. Situații de avarie a centralei sau liniilor.

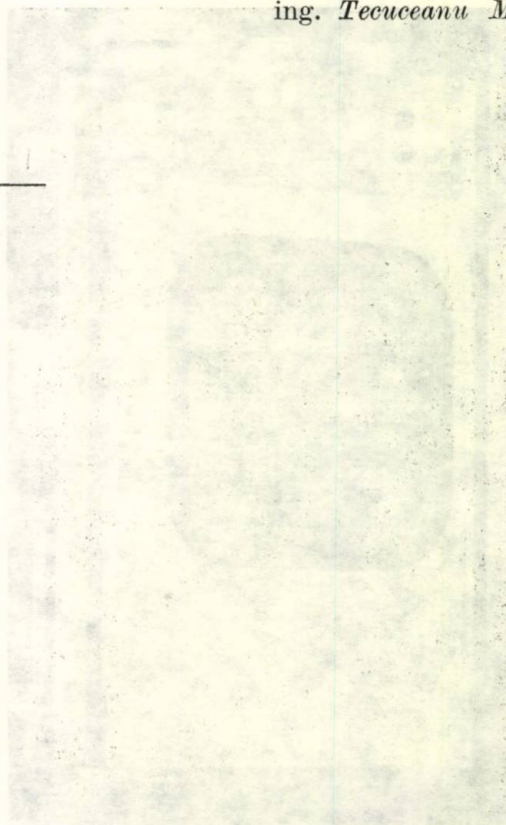
Centrala este alimentată, cu rezervoare, din două surse de $24\text{ V}^{+10\%}_{-15\%}$. O a treia sursă alimentează numai un sistem de semnalizare a centralei CUAM—N, în cazul căderii primelor două alimentări.

Centrala se remarcă printr-o mare siguranță în funcționare, nu necesită practic întreținere, iar cazurile speciale pot fi ușor identificate de circuitele de măsură și control cu care este dotată.

Centrala CUAM—N se realizează în serie de către uzina Automatica și se livrează în trei variante, deosebite între ele prin numărul de module de linii cu care sînt echipate. Dimensiunile acestor variante sînt $992\text{ (832, 672)} \times 500 \times 270\text{ mm}$, corespunzătoare unei echipări de 30 (25 linii, 20 (15) linii sau 10 (5) linii.

Centrala este o importantă treaptă în dezvoltarea sistemelor de detectare și semnalizare a incendiilor pe nave, iar pentru elementele sale de noutate a primit brevetul principal RSR nr. 63548/76.

Dr. Ing. Șapira Marcel,
ing. Tecuceanu Mihai.

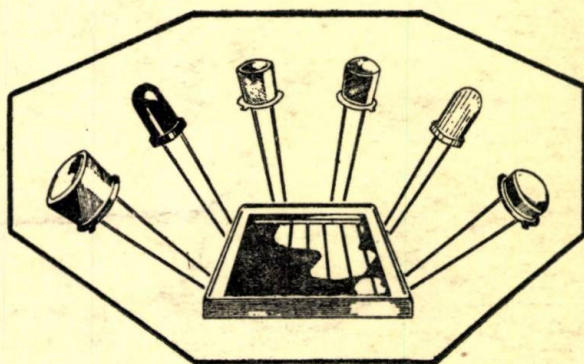


Institutul de cercetări pentru componente electronice

**Vă oferă dispozitive
semiconductoare de
înalte performanțe**



livrează



1978 MAY 24

DISPOSITIF ELECTROLUMINESCENTE

- DIODE ELECTROLUMINESCENTE Emisie în roșu: $0,665/\mu\text{m}$
• ROL 02 Intensitate luminoasă: 0,6 mcd

DISPOZITIVE FOTOSENSIBILE CU SILICIU

CELULE FOTOVOLTAICHE

- **ROL 11** — fereastră de sticlă Fotocurent (1 klx): 60/μA
- **ROL 011** — capsulă pe plastic Fototensiune (1 klx): 350 mV

FOTODIODE

- **ROL 21** — lentilă de sticlă
 - **ROL 021** — capsulă de plastic
 - **ROL 22** — fereastră de sticlă
- Sensibilitate: 30 nA/lx
Tensiune inversă: 50 V

Sensibilitate: 10/μA/lx
Tensiune inversă: 75 V

FOTOTRANZISTOARE

- **ROL 31** — lentilă de sticlă
 - **ROL 031** — capsulă de plastic
 - **ROL 32** — fereastră de sticlă
- Sensibilitate: 10/ μ A/lx

Tensiune Inversă: 30 V

Sensibilitate: 0,5 μ A/lx

Tensiune Inversă: 30 V

CELULE SOLARE

- ROL 41

Institutul de cercetări pentru componente electronice (ICCE)
Str. Eroii lăncu Nicolae, nr. 32 B, București, telefon 79 38 40

א-י-כ-ס-ז-ח-ט-י-כ-ל-מ-נ-ס-פ-צ

E 2040

Victor N.



Electrotehnica Electronica Automatica

AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA • BUCUREŞTI • ANUL 22 • Nr. 2 • Iunie 1973

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA

Anul 22

Nr. 2

iunie 1978

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA

CUPRINS

CZ 658.562 : 621.38

FIABILITATEA SISTEMELOR ELECTRONICE PROGRAM DE CALCUL

Cătuneanu, V.M., Mihalache, A., Ionescu, I.: **Calculul indicatorilor de fiabilitate a sistemelor electronice în condițiile unor informații incomplete asupra fiabilității elementelor componente.**

E.E.A. — *Automatica și electronica* 22, nr. 2, iunie 1978, p. 45

Lucrarea prezintă o metodă și un program de calcul al estimațiilor punctuale și cu interval de încredere ale indicatorilor de fiabilitate ce caracterizează sistemele neredondante.

Se arată modalități de prelucrare eficientă a informației disponibile privind fiabilitatea elementelor componente, în vederea obținerii datelor inițiale ale programului.

CZ 621.314 : 681.31

MEMORIE RAM TEHNOLOGIE MOS

Vancu, R., Voicu, G., Selnic, S.: **Memorie RAM statică cu capacitatea de 64 biți, realizată în tehnologia MOS.**

E.E.A. — *Automatica și electronica* 22, nr. 2, iunie 1978, p. 50

Se prezintă realizarea primei memorii RAM semiconductoare, utilizând tehnologia standard PMOS cu poartă de aluminiu și prag înalt. Circuitul cu capacitatea de 64 biți are funcționarea complet statică și realizează un timp de acces tipic de 300 ns la un consum de putere de 250 mW.

CZ 536.5 : 621.314.7

TEMPERATURĂ TRANZISTOR BIPOLAR DUAL CIRCUIT DE MĂSURĂ

Bodea, M., și Silard, A.: **Măsurarea temperaturii utilizând o pereche de tranzistoare bipolare.**

E.E.A. — *Automatica și electronica* 22, nr. 2, iunie 1978, p. 54

În această lucrare se prezintă o metodă de măsurare a temperaturii în care se utilizează ca traductor de temperatură o pereche de tranzistoare bipolare (tranzistor dual). Se descrie și un circuit de măsură simplu, ușor de realizat și fără componente critice.

CZ 621.317

OSCILOSCOPIE MULTIMETRU DIGITAL BAZA DE TIMP

Mitrofan, I.Gh.: **Dubla lupă de timp în osciloscopie.**

E.E.A. — *Automatica și electronica* 22, nr. 2, iunie 1978, p. 56

Se prezintă unele procedee privind măsurarea intervalului de timp prin separarea începutului și sfârșitului acestora, ca și măsurarea digitală a distanței dintre cele două repere.

CZ 621.396.2

FILTRE NUMERICE PRINCIPII DE REALIZARE

Săndulescu, Gh., Ursu, I., Giurean, R.: **O privire introspectivă în lumea filtrelor numerice.**

E.E.A. — *Automatica și electronica* 22, nr. 2, iunie 1978, p. 62

Lucrarea tratează despre aplicațiile filtrelor numerice în geofizică, seismologie, cercetări medicale, radiolocație, transmiterea informațiilor, sisteme automate, teoria sistemelor inclusiv evoluția sistemelor economice și sociale, acustice etc.

CZ 536.5 : 621.314.7 : 621.317

TRANZISTOR BIPOLAR TEMPERATURĂ REZISTENȚA TERMICĂ

Mihnea, A., Gheorghe, M.: **Dependența de temperatură a unor parametri ai tranzistoarelor bipolare.**

E.E.A. — *Automatica și electronica* 22, nr. 2, iunie 1978, p. 67

Se descrie teoretic și se verifică experimental variația cu temperatura a transconductanței statice și câștigul ideal la tranzistoarele bipolare, prin determinarea coeficientului de temperatură la tranzistoarele din microproducția ICCE. Se sugerează un criteriu de alegere a valorii curentului de măsură pentru măsurătoarea de rezistență termică la tranzistoare.

CZ 621.311.161

REȚELE DE CONEXIUNI VERIFICAREA AUTOMATĂ

Iacob, Al.: **Verificarea automată a rețelelor de conexiuni.**

E.E.A. — *Automatica și electronica* 22, nr. 2, iunie 1978, p. 70

Se prezintă elemente privind verificarea automată a rețelelor de conexiuni.

CZ 621.317 : 537.7

CONVERSIE DE TENSIUNE INTERVAL DE TIMP

Hâncu, M., Mihuț, M., Bodea, M., Polizu, S.: **Converter (tensiune) — interval de timp.**

E.E.A. — *Automatica și electronica* 22, nr. 2, iunie 1978, p. 75

Lucrarea descrie un circuit care realizează conversia valorii inverse a unei tensiuni e_i într-un interval de timp T (măsurat de la aplicarea unui impuls de start).

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. doc. st. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei R. S. România; prof. dr. ing. C. APETREI; acad. dr. doc. st. tehn. ing. A. AVRAMESCU; ing. I. BĂTRINA; prof. dr. doc. st. tehn. ing. N. BOȚAN; dr. ing. C. BULUCEA; dr. ing. V. BUNEA; dr. ing. D. BUZNEA; prof. dr. ing. S. CĂLIN; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU; ing. V. CIOCEONICA; prof. dr. doc. st. tehn. ing. V. CORLAȚEANU; prof. dr. ing. T. DORDEA; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU; prof. dr. ing. S. FLOREA; prof. dr. ing. M. HÂNGĂNIUC; prof. dr. doc. ing. G. HORȚOPAN; ing. I. ILIESCU; prof. dr. ing. D. F. LAZĂROIU; ing. V. LEFTER; dr. ing. A. MILLEA; prof. dr. doc. st. tehn. ing. C. MOCANU; prof. dr. ing. A. NICOLAE; ing. I. PAPADACHE; prof. dr. doc. ing. C. PENESCU, membru coresp. al Academiei R. S. România; ing. A. POPA; prof. dr. ing. S. PUȘCAȘU; acad. prof. dr. st. tehn. ing. REMUS RĂDULET; ing. M. SIRBU; dr. ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct; dr. ing. FLORIN TEODOR TĂNĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică : GRETA ANDREI

Tehnoredactor : CORNELIA CRISTESCU

Revista „ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA” (E.E.A.), organ al Ministerului Industriei Construcțiilor de Mașini sub îndrumarea Institutului central de cercetări pentru electronică, electrotehnică, automatică, mașini-unelte și mecanică fină, apare în cadrul OFICIULUI DE INFORMARE DOCUMENTARĂ (O.I.D.), al Institutului de cercetări pentru industria electrotehnică, (I.C.P.E.). Articolele propuse spre publicare și cererile de abonamente se vor trimite la O.I.D., București, Calea Victoriei, nr. 133, telefon 50.40.90, int. 190 și 379, plata abonamentelor făcându-se prin mandat postal pe adresa : I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu nr. 45—47, București, cont virament nr. 3016.6.05.01 BNRSR, filiala sector 6. Costul unui abonament anual pentru unități industriale și instituții este de 100 lei, iar al unui abonament individual de 30 lei; nu se fac decît abonamente integrale. Costul unui exemplar — 5 lei. Tiparul : Întreprinderea poligrafică „INFORMAȚIA”, București, str. Brezoianu nr. 23—25. C. 214, Taxele poștale plătite în numerar pe anul 1976, conform aprobării D.G.P.Tc. nr. 137/6446/1975.

Chititorii din străinătate care doresc să se aboneze la revista E.E.A. — ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA se pot adresa întreprinderii „ILEXIM” — departamentul export-import presă P.O. Box 136—137, telex 1226, str. 3 Decembrie nr. 3 — București

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 658.562:621.38

НАДЕЖНОСТЬ ЭЛЕКТРОННЫХ СИСТЕМ ПРОГРАММА ВЫЧИСЛИТЕЛЬНАЯ

Кэтуляту, В. М., Михалаке, А., Ионеску, И.: Вычисление указателей надежности электронных систем в условиях неполной информации относительно надежности составляющих элементов.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 22, nr. 2, iunie 1978, стр. 45

Работа представляет вычислительные методы и программу точных оценок и с доверительным промежутком указателей надежности, характеризующие неупорядоченные системы.

Представлены методы эффективной разработки, имеющейся в распоряжении информации относительно надежности составляющих элементов в целях получения первоначальных данных программы.

УДК 621.314:681.31

ПАМЯТЬ RAM ТЕХНОЛОГИЯ MOS

Банку, Р., Войку, Г., Сетник, С.: Статическая память с ёмкостью 64 битов осуществленная в технологии MOS

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 22, nr. 2, iunie 1978, стр. 50

Представляется осуществление первой полупроводниковой памяти RAM используя стандартную технологию PMOS с алюминиевым воротом и высоким порогом. У цепи с ёмкостью 64 битов функционирование абсолютно статическое и осуществляет типическое время допуска 300 нсек при расходе мощности 250 мВт.

УДК 536.5:621.314.7

ТЕМПЕРАТУРА ТРАНЗИСТОР ДВУХПОЛЮСНЫЙ ДВОЯКИЙ ЦЕЛЬ ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ

Бодя, М., Силард, А.: Измерение температуры используя пару двухполюсных транзисторов

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 22, nr. 2, iunie 1978, стр. 54

В настоящей работе представлен метод измерения температуры при котором используется как датчик температуры пара двухполюсных транзисторов, легко осуществляемых и без критических составляющих.

УДК 621.317

ОСЦИЛЛОСКОПИЯ МУЛЬТИМЕТР ДИГИТАЛЬНЫЙ ОСНОВА ВРЕМЕНИ

Митрофан, И. Г.: Дойная луна времени

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 22, nr. 2, iunie 1978, стр. 56

Представляются некоторые процессы относительно измерения промежутков времени путём сепарации их начала и конца, как и дигитальное измерение расстояния между обоими реперами.

УДК 621.396.2

ФИЛЬТРЫ ЦИФРОВЫЕ ПРИНЦИПЫ ОСУЩЕСТВЛЕНИЯ

Сэндулеску, Г., Урсун, И., Джуркан, Р.: Относительно цифровых фильтров.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 22, nr. 2, iunie 1978, стр. 62

Работа занимается применением цифровых фильтров в геофизике, сейсмологии, медицинских исследованиях, радиолокации, передаче информации, автоматических системах, теории систем и эволюций экономических и социальных систем, акустических систем и т.д.

УДК 536.5:621.314.7:621.317

ТРАНЗИСТОР ДВУХПОЛЮСНЫЙ ТЕМПЕРАТУРА СОПРОТИВЛЕНИЕ ТЕРМИЧЕСКОЕ

Михия, А., Георге, М.: Отношение некоторых параметров двухполюсных транзисторов от температуры. Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 22, nr. 2, iunie 1978, стр. 67

Теоретически описывается и экспериментально проверяется вариация с температурой статической транс-кондуктивности и идеальный выигрыш у двухполюсных транзисторов, путём определения коэффициента температуры у транзисторов микропроизводства ICSE. Предлагается принцип выбора величины измерительного тока для измерения термического сопротивления у транзисторов.

УДК 621.311.161

СЕТЬ СОЕДИНЕНИЯ АВТОМАТИЧЕСКАЯ ПРОВЕРКА

Якоб, А.: Автоматическая проверка сетей соединения Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 22, nr. 2, iunie 1978, стр. 70

Представляются элементы автоматической проверки сетей соединения.

УДК 621.317:537-7

ПРЕОБРАЗОВАНИЕ НАПРЯЖЕНИЯ ПРОМЕЖУТОК ВРЕМЕНИ

Хынку, М., Михуц, М., Бодя, М., Полизу, С.: Преобразователь (напряжение)⁻¹ — промежуток времени. Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 22, nr. 2, iunie 1978, стр. 75

В работе описывается цепь осуществляющая преобразование обратной величины напряжения e_t в промежуток времени T (измеряемый при применении стартерного импульса).

INHALT

DK 658.562:621.38

ZUVERLÄSSIGKEIT DER ELEK- TRONISCHEN SYSTEME RECHENPROGRAMM

Cătuneanu, V.M., Mihalache, A., Ionescu, I.: Die Berechnung der Zuverlässigkeitsindikatoren der elektronischen Systeme unter den Bedingungen unvollständiger Informationen über die Zuverlässigkeit der Bestandteile.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 22, nr. 2, iunie 1978, p. 45

Der Beitrag stellt ein Verfahren und ein Berechnungsprogramm der pünktlichen Abschätzungen und der Abschätzungen mit Vertrauensbereich der Zuverlässigkeitsindikatoren dar, welche die nichtredundanten Systeme charakterisiert.

Es werden die wirksamen Verarbeitungsarten der verfügbaren Information mit Bezug auf die Zuverlässigkeit der Bestandteile aufgezeigt, im Hinblick auf die Erzielung der ursprüngliche Daten des Programms.

DK 621.314:681.31

RAM—SPEICHER MOS—TEHNOLOGIE

Vancu, R., Voicu, G., Selnice, S.: Statischer Schreib-/Lesespeicher mit wahlfreiem Zugriff, mit einer Kapazität von 64 Bit, in MOS-Technologie.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 22, nr. 2, iunie 1978, p. 50

Es wird die Realisierung des ersten Halbleiter-Schreib-/Lesespeicher mit wahlfreiem Zugriff dargestellt, unter Verwendung der Standardtechnologie PMOS mit Aluminiumtor und hoher Schwelle. Die Schaltung mit einer Kapazität von 64 Bit hat einen vollständig statischen Betrieb und realisiert eine typische Zugriffszeit von 300 ns bei einem Leistungsverbrauch von 250 mW.

DK 536.5 : 621.314.7

TEMPERATUR
DUALER BIPOLAR TRANSISTOR
MESSKREIS

Bodea, M. und Silard, A. : Temperaturmessung mittels einem Paar bipolarer Transistoren.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 22, nr. 2, iunie 1978, p. 54

In diesem Beitrag wird ein Verfahren zur Temperaturmessung vorgestellt bei den als Temperaturfühler ein Paar bipolarer Transistoren (dualer Transistor) verwendet wird. Man beschreibt auch einen einfachen Messkreis, der leicht und ohne kritische Komponenten gestaltet werden kann.

DK 621.317

OSZILLOSKOPIE
DIGITALES VIELFACHMETER
ZEITBASIS

Mitrofan, I.Gh. : Doppelte Zeitleupe.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 22, nr. 2, iunie 1978, p. 56

Es werden einige Verfahren mit Bezug auf die Messung der Zeitintervalle durch Trennung des Beginns und Abschlusses derselben vorgestellt sowie die digitale Messung des Abstandes zwischen den beiden Begrenzungen.

DK 621.396.2

NUMERISCHE FILTER
GESTALTUNGSPRINZIP

Săndulescu, Gh., Ursu, I., Giurcan, R. : Ein introspektiver Blick in den Bereich der numerischen Filter.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 22, nr. 2, iunie 1978, p. 62

Der Beitrag behandelt die Anwendung der numerischen Filter in der Geophysik, Seismologie, medizinischen Untersuchungen, Funkortung, Nachrichtenübertragung, automatische Systeme, Systemtheorie, einschliesslich Entwicklung der ökonomischen, sozialen, akustischen Systeme u.s.w.

DK 536.5 : 621.314.7 : 621.317

BIPOLARER TRANSISTOR
TEMPERATUR
THERMISCHER WIDERSTAND

Mihnea, A., Gheorghe, M. : Temperaturabhängigkeit einiger Parameter der bipolaren Transistoren.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 22, nr. 2, iunie 1978, p. 67

Man beschreibt theoretisch und überprüft experimentell die Änderung der statischen Steilheit mit der Temperatur und der ideale Gewinn bei den bipolaren Transistoren durch Ermittlung des Temperaturkoeffizienten der Transistoren der ICCE-Mikroproduktion. Es wird ein Kriterium zur Wahl des Messtromwertes zur Messung des thermischen Widerstandes der Transistoren vorgeschlagen.

DK 621.311.161

VERBUNDNETZ
AUTOMATISCHE ÜBERPRÜFUNG

Iacob, Al. : Automatische Überprüfung der Verbundnetze.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 22, nr. 2, iunie 1978, p. 70

Der Beitrag stellt Elemente mit Bezug auf die automatische Überprüfung der Verbundnetze vor.

DK 621.317 : 537.7

SPANNUNGSUMSETZUNG
ZEITINTERVALL

Hâncu, M., Mihuș, M., Bodea, M., Polizu, S. : Umformer (Spannung)⁻¹—Zeitintervall.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 22, nr. 2, iunie 1978, p. 75

Der Beitrag beschreibt eine Schaltung, welche die Umsetzung des umgekehrten Wertes einer Spannung e_t in einem Zeitintervall T (gemessen von der Anlegung eines Startimpulses) durchführt.

SUMMARY

DC 658.562 : 621.38

ELECTRONIC SYSTEMS RELIABILITY
CALCULATION PROGRAM

Cătuneanu, V.M., Mihalache, A., Ionescu, I. : Calculation of Electronic Systems Reliability Indications when there is Incomplete Information about the Components Reliability.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 22, nr. 2, iunie 1978, p. 45

This paper presents a method and a calculation program for the point and confidence interval estimations of the reliability indications characterizing the unredundant systems.

Ways for the efficient processing of the available information as regards the components reliability, in order to obtain the program basic data, are shown.

DC 621.314 : 681.31

RAM MEMORY
MOS TECHNOLOGY

Vancu, R., Voicu, G., Selnic, S. : 64 Bits Capacity Static RAM Memory Worked out in MOS Technology.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 22, nr. 2, iunie 1978, p. 50

The execution of the first semiconductor RAM memory by using the standard PMOS technology with aluminium gate and high threshold, is presented. The 64 bits capacity circuit has a completely static operation and a typical 300 ns input time for a 250 mW power consumption.

DC 536.5 : 621.314.7

TEMPERATURE
DUAL BIPOLAR TRANSISTOR
MEASURING CIRCUIT

Bodea, M. and Silard, A. : Temperature Measurement Using a Pair of Bipolar Transistors.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 22, nr. 2, iunie 1978, p. 54

This paper presents a method to measure the temperature using a pair of bipolar transistors (dual transistor) as temperature transducer. A simple measuring circuit, easy to work out and having no critical components, is also described.

DC 621.317

OSCILOSCOPY
DIGITAL MULTIMETER
TIME BASIS

Mitrofan, I.Gh. : Double Time Magnifier.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 22, nr. 2, iunie 1978, p. 56

Some procedures for measuring the time intervals by separating their beginning and end are presented, as well as the digital measuring of the distance between the two reference points.

DC 621.396.2

NUMERICAL FILTERS
EXECUTION PRINCIPLES

Săndulescu, Gh., Ursu, I., Giurcan, R. : An Introspective Look in the World of the Numerical Filters.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 22, nr. 2, iunie 1978, p. 62

This paper presents the numerical filters applications in geophysics; seismology; medical research; radiolocation; information transmission; automatic systems; systems theory, the evolution of social and economic systems included; acoustics etc.

DC 536.5 : 621.314.7 : 621.317

BIPOLAR TRANSISTOR
TEMPERATURE
THERMIC RESISTANCE

Mihnea, A., Gheorghe, M.: Temperature Dependence on Some Bipolar Transistors Parameters.

E.E.E. — *Automatica și electronica* 22, nr. 2, iunie 1978, p. 67

The frequency dependant variation of the static transconductance and the ideal gain in the bipolar transistors are described theoretically and experimentally by determining the temperature coefficient of the transistors from the ICCE microproduction. A criterion for choosing the value of the measuring current when measuring the transistors thermic resistance is suggested.

DC 621.311.161

CONNECTION NETWORKS
AUTOMATIC CHECK

Iacob, Al.: Connection networks automatic check

E.E.A. — *Automatica și electronica* 22, nr. 2, iunie 1978, p. 70

Elements about the automatic check of the connection networks are presented.

DC 621.317 : 537-7

VOLTAGE CONVERSION
TIME INTERVAL

Hâncu, M., Mihul, M., Bodea, M., Polizu, S.: (Voltage)⁻¹ — Time Interval Converter.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 22, nr. 2, iunie 1978, p. 75

The paper describes a circuit that performs the inverse value conversion of a voltage e_t into a time interval T (measured from the application of a start pulse).

SOMMAIRE

CD 658.562 : 621.38

FIABILITÉ DES SYSTÈMES ÉLECTRONIQUES
PROGRAMME DE CALCUL

Cătuneanu, V.M., Mihalache, A., Ionescu, I.: Le calcul des indicateurs de fiabilité des systèmes électroniques lorsqu'il y a des informations incomplètes sur la fiabilité des éléments composants.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 22, nr. 2, iunie 1978, p. 45

L'ouvrage présente une méthode et un programme de calcul des estimations ponctuelles et avec un intervalle de confiance des indicateurs de fiabilité caractéristiques pour les systèmes nonredondants.

On montre les modalités de traitement efficient de l'information disponible concernant la fiabilité des éléments composants, en vue d'obtenir les données initiales du programme.

CD 621.314 : 681.31

MÉMOIRE RAM
TECHNOLOGIE MOS

Vancu, R., Voicu, G., Setnic, S.: Mémoire RAM statique, avec la capacité de 64 bits réalisée en technologie MOS.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 22, nr. 2, iunie 1978, p. 50

On présente la réalisation de la première mémoire RAM semiconductrice, utilisant la technologie standard PMOS avec une porte d'aluminium et avec un seuil élevé. Le circuit avec la capacité de 64 bits a le fonctionnement complètement statique et réalise un temps d'accès typique de 300 ns à une consommation de puissance de 250 mW

CD 536.5 : 621.314.7

TEMPÉRATURE
TRANSISTOR BIPOLAIRE DUEL
CIRCUIT DE MESURE

Bodea, M. și Silard, A.: La mesure de la température utilisant une paire de transistors bipolaires.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 22, nr. 2, iunie 1978, p. 54

Dans cet ouvrage on présente une méthode de mesure de la température qui utilise comme traducteur de température une paire de transistors bipolaires (transistor duel). On décrit aussi un circuit simple, réalisé dans difficulté et sans composants critiques.

CD 621.317

OSCILLOSCOPIE
MULTIMÈTRE DIGITAL
BASE DE TEMPS

Mitrofan, I.Gh.: Double loupe de temps.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 22, nr. 2, iunie 1978, p. 56

On présente des procédés concernant la mesure des intervalles de temps par la séparation de leur commencement et de leur fin, ainsi que la mesure digitale de la distance entre les deux repères.

CD 621.396.2

FILTRES NUMÉRIQUES
PRINCIPES DE RÉALISATION

Sândulescu, Gh., Ursul, I., Giurean, L.: Un regard introspectif dans le domaine des filtres numériques.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 22, nr. 2, iunie 1978, p. 62

L'ouvrage traite sur les applications des filtres numériques en géophysique, séismologie, recherches médicales, radiolocation, transmission des informations, systèmes automatiques, théorie des systèmes y inclue l'évolution des systèmes économiques et sociaux, acoustiques etc.

CD 536.5 : 621.314.7 : 621.317

TRANSISTOR BIPOLAIRE
TEMPÉRATURE
RÉSISTANCE THERMIQUE

Mihnea, A., Gheorghe, M.: La dépendance de température des paramètres des transistors bipolaires.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 22, nr. 2, iunie 1978, p. 67

On décrit du point de vue théorique et on vérifie expérimentalement la variation en fonction de la température, de la transconductance statique et le profit idéal aux transistors bipolaires, en déterminant le coefficient de température aux transistors de la microproduction ICCE. On suggère un critère de choix de la valeur du courant de mesure pour la mesure de la résistance thermique aux transistors.

CD 621.311.161

RÉSEAUX DE CONNEXIONS
VÉRIFICATION AUTOMATIQUE

Iacob, Al.: Vérification automatique des réseaux de connexions.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 22, nr. 2, iunie 1978, p. 70

On y présente des éléments qui concernent la vérification automatique des réseaux de connexions.

CD 621.317 : 537-7

CONVERSION DE TENSION
INTERVALLE DE TEMPS

Hâncu, M., Mihul, M., Bodea, M., Polizu, S.: Convertisseur (tension)⁻¹ — intervalle de temps.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 22, nr. 2, iunie 1978, p. 75

L'ouvrage décrit un circuit qui détermine la conversion de la valeur inverse d'une tension e_t ; dans un intervalle de temps T (mesuré dès l'application d'une impulsion initiale).

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI

Automatica și electronica nr. 2

CZ 658.562 : 621.38

FIABILITATEA SISTEMELOR
ELECTRONICE
PROGRAM DE CALCUL

Calculul indicatorilor de fiabilitate a sistemelor electronice în condițiile unor informații incomplete asupra fiabilității elementelor componente

VASILE M. CĂTUNEANU, ADRIAN MIHALACHE, ION IONESCU* — BUCUREȘTI

Introducere. Stadiul actual al cercetării

Una din problemele centrale ale teoriei fiabilității este evaluarea indicatorilor previzionali de fiabilitate a sistemelor utilizând informația disponibilă asupra fiabilității elementelor componente. Cunoașterea indicatorilor previzionali de fiabilitate permite compararea diferitelor variante ale unui proiect, din punct de vedere al performanțelor sale fiabilistice și alegerea unei soluții optime de proiectare în vederea atingerii performanțelor impuse.

Cercetările întreprinse în acest domeniu au avut următoarele direcții principale:

a. Elaborarea unor metode generale care să permită analiza fiabilității unor sisteme cu o structură oricât de complexă [2, 3, 6].

b. Tratarea sistemelor cu anumite tipuri de dependență între defectările elementelor [5].

c. Studiul sistemelor formate din elemente care se reînnoiesc [2, 3].

d. Analiza comparativă a tipurilor de redundanță aplicată sistemelor pe baza unui sistem unitar de criterii de eficiență [7].

Toate lucrările menționate pornesc de la ipoteza unei informații complete privind fiabilitatea elementelor componente, presupunându-se că indicatorii de fiabilitate ce caracterizează aceste elemente sînt mărimi perfect cunoscute pentru orice condiții de funcționare.

Situația reală este însă cu totul alta. Odată cu ridicarea nivelului fiabilității componentelor, obținerea datelor privind fiabilitatea

acestora este mai costisitoare [11], informațiile sînt difuzate tardiv și au un caracter vag datorită faptului că provin din surse diferite, fără a fi centralizate și unificate într-o bancă de date.

Incertitudinea privind datele inițiale contrastează cu gradul înalt de acuratețe a metodelor de calcul elaborate și afectează conformanța rezultatelor obținute.

Din aceste motive s-a format în ultimii ani un nou punct de vedere în teoria fiabilității care ia în considerație incertitudinea asociată valorilor parametrilor ce specifică legea de distribuție a timpului de funcționare și, prin urmare, indicatorii de fiabilitate.

Opinia analistului privind valoarea unui indicator este descrisă de o funcție de distribuție apriori, care poate fi ajustată în conformitate cu datele experimentale obținute pe parcurs. Deoarece la baza actualizării informației stă ecuația lui Bayes [4, 10] metodele care adoptă punctul de vedere menționat sînt cunoscute sub denumirea generică de metode bayesiene.

Prima lucrare în care metodele bayesiene au fost aplicate în analiza fiabilității sistemelor a fost [8], în care au fost abordate sistemele de tip serie în anumite condiții restrictive.

Ulterior au fost date indicații privind abordarea sistemelor cu redundanță activă de tip mixt în [9]. Aceste lucrări nu precizează modul în care trebuie utilizate sursele existente de informații în scopul caracterizării fiabilității elementelor componente ale sistemului.

Lucrarea de față își propune elaborarea unei metode și a unui program de calcul al indicatorilor previzionali de fiabilitate, în con-

* Prof. dr. ing. Cătuneanu, V. M., este șeful Catedrei de tehnologie electronică și fiabilitate din I.P.B.; ing. Miha-lache, A. este asistent la aceeași catedră; Ionescu, I. este student în anul III al Facultății de electronică și telecomu-nicații.

dițiile unei informații incomplete asupra fiabilității elementelor. De asemenea, se arată modul de prelucrare a informațiilor provenind din surse eterogene pentru calculul datelor inițiale ale programului, date prin care se descrie fiabilitatea elementelor componente cu un anumit grad măsurabil de certitudine.

Metoda a fost utilizată pentru estimarea punctuală și cu interval de încredere a indicatorilor previzionali de fiabilitate a televizorului staționar alb-negru cu circuite integrate [14].

1. Ipoteze inițiale

Se presupune că timpul de funcționare fără defectare a fiecărei componente este distribuit după legea exponențială. Ipoteza este justificată din următoarele considerente:

a. Legea exponențială este adecvată perioadei utile de funcționare a sistemelor complexe și a unor anumite tipuri de componente electronice.

b. Orice lege de distribuție poate fi aproximată suficient de precis de o secvență de funcții exponențiale având parametri diferiți.

În al doilea rând, se presupune că defectările elementelor componente sînt independente. Acest deziderat trebuie realizat prin proiectare și verificat prin analiza schemei electrice.

În al treilea rând, se presupune că informația disponibilă privind fiabilitatea unei componente poate fi exprimată printr-o distribuție asociată unui indicator ce caracterizează fiabilitatea componentei respective.

Dispersia relativă a acestei distribuții este o măsură a certitudinii privind valoarea indicatorului de fiabilitate.

Cu cit informațiile disponibile sînt mai ample, cu atît incertitudinea asupra valorii indicatorilor este mai mică, iar dispersia relativă a distribuției asociate este la rîndul ei mai mică. Distribuția poate fi modificată prin acumularea succesivă a unor informații, utilizîndu-se ecuația lui Bayes, astfel încît fiabilitatea unei componente este descrisă în conformitate cu cele mai noi rezultate experimentale.

În cadrul acestei lucrări se asociază ratei de defectare a unei componente o distribuție de tip gama avînd expresia:

$$f(\lambda) = \frac{b(b\lambda)^{a-1} e^{-b\lambda}}{\Gamma(a)} \quad (1)$$

Distribuția gama este adoptată din următoarele considerente:

a. Este definită pentru valori pozitive ale variabilei aleatoare, ceea ce corespunde sensului fizic al parametrului λ .

b. Are o formă flexibilă, datorită dependenței de doi parametri, fiind astfel adaptabilă unei varietăți de situații concrete.

c. Este conjugată față de distribuția exponențială [4] ceea ce conduce la simplitatea ajustării ei pe măsura apariției unor noi date:

Estimația punctuală a ratei de defectare a unei componente este dată de valoarea medie a distribuției (1):

$$\hat{\lambda} = M_{\lambda} = \frac{a}{b} \quad (2)$$

Incetitudinea asociată valorii ratei de defectare este exprimată de dispersia relativă:

$$\frac{D_{\lambda}}{M_{\lambda}} = \frac{a}{b^2} \cdot \frac{b}{a} = \frac{1}{b} \quad (3)$$

Valorile a și b caracterizează astfel complet fiabilitatea unei componente cu un grad de certitudine măsurabil.

2. Metodă de calcul al indicatorilor de fiabilitate a sistemelor neredondante

În ipotezele menționate, fiabilitatea unui sistem neredondant este descrisă complet de rata de defectare a sistemului λ_s .

Dacă $(\lambda_i; i = 1, 2, \dots, K)$ sînt ratele de defectare a elementelor sistemului și n este numărul total de elemente, atunci:

$$\lambda_s = \sum_{i=1}^K n_i \lambda_i, \quad (4)$$

$$\sum_{i=1}^K n_i = n.$$

Estimația punctuală a lui λ_s se poate calcula mediind relația (4) și ținînd seama de (2):

$$\hat{\lambda}_s = \sum_{i=1}^K n_i \hat{\lambda}_i = \sum_{i=1}^K \frac{p_i}{b_i} \quad (5)$$

$$p_i = n_i a_i.$$

Estimația punctuală calculată cu ajutorul relației (5) este utilă pentru compararea performanțelor diferitelor variante ale proiectului, dar nu poate caracteriza complet sistemul, deoarece nu indică o măsură a certitudinii privind rezultatul obținut.

Estimația cu interval de încredere constă din construcția unui interval care să conțină valoarea indicatorului de fiabilitate cu probabilitatea impusă $1 - \alpha$. Pentru construcția intervalului este necesar să se construiască distribuția $f_s(\lambda)$ asociată ratei de defectare a sistemului. În acest scop se ține seama de faptul că densitatea de probabilitate a unei sume de variabile aleatoare este convoluția

densităților de probabilitate ale variabilelor însumate :

$$f_s(\lambda) = f_1(\lambda) \otimes f_2(\lambda) \otimes \dots \otimes f_n(\lambda). \quad (6)$$

Aplicînd transformata Laplace relației (6) și ținînd seama de (1) rezultă :

$$\mathcal{L}f_s(\lambda) = f_s^*(s) = \prod_{i=1}^n f_i^*(s) = \prod_{i=1}^k [f_i^*(s)]^{n_i}. \quad (7)$$

Transformata Laplace a distribuției gamma $f_i(\lambda)$, este pentru a_i întreg :

$$f_i(s) = \left(\frac{b_i}{s + b_i} \right)^{a_i}; \quad i = 1, 2, \dots, k. \quad (8)$$

Înlocuind relația (8) în (7) rezultă :

$$f_s^*(s) = \prod_{i=1}^k \left(\frac{b_i}{s + b_i} \right)^{p_i}. \quad (9)$$

Deoarece $p_i = m_i$ = întreg, relația (9) se poate descompune astfel :

$$f_s^*(s) = \sum_{i=1}^k \sum_{j=0}^{m_i-1} \frac{k_{ij}}{(s + b_i)^{m_i-j}}. \quad (10)$$

$$k_{ij} = \frac{1}{j!} \frac{d^j}{ds^j} [(s + b_i)^{m_i} f_s^*(s)] \Big|_{s = -b_i}.$$

Transformata inversă Laplace a funcției $f_s^*(s)$ se obține direct :

$$f_s(\lambda) = \sum_{i=1}^k \sum_{j=0}^{m_i-1} \frac{k_{ij} \lambda^{m_i-j-1}}{(m_i-j-1)!} e^{-b_i \lambda}. \quad (11)$$

Intervalul de încredere unilateral se obține introducînd expresia (11) în relația :

$$\int_0^{\lambda_{\text{sup}}} f_s(\lambda) d\lambda = 1 - \alpha. \quad (12)$$

Intervalul de încredere bilateral simetric se obține introducînd expresia (11) în relațiile :

$$\int_0^{\lambda_{\text{inf}}} f_s(\lambda) d\lambda = \frac{\alpha}{2}, \quad (13)$$

$$\int_{\lambda_{\text{sup}}}^{\infty} f_s(\lambda) d\lambda = \frac{\alpha}{2}.$$

Pentru rezolvarea ecuațiilor (12) și (13) se calculează funcția de repartiție definită de :

$$F_s(\lambda) = \int_0^{\lambda} f_s(u) du. \quad (14)$$

Introducînd expresia (11) în (14) rezultă :

$$F_s(\lambda) = \sum_{i=1}^k \sum_{j=0}^{m_i-1} k_{ij} \left[b_i^{j-m_i} - e^{-b_i \lambda} \sum_{l=0}^{m_i-j-1} \frac{\lambda^l}{l!} b_i^{j+l-m_i} \right]. \quad (15)$$

Pentru calculul intervalelor de încredere cu orice nivel de încredere impus este suficient să se tabeleze funcția (15).

Limita superioară a intervalului unilateral reiese din egalitatea :

$$F_s(\lambda_{\text{sup}}) = 1 - \alpha. \quad (16)$$

Limitele intervalului bilateral simetric se obțin din ecuațiile :

$$F_s(\lambda_{\text{inf}}) = \frac{\alpha}{2}, \quad (17)$$

$$F_s(\lambda_{\text{sup}}) = 1 - \frac{\alpha}{2}.$$

Dacă numărul de categorii de componente, distincte din punct de vedere al fiabilității, este mic, tabelarea funcției (15) se poate efectua cu ajutorul unui calculator de birou. În caz contrar se utilizează un program de calcul a cărui organigramă este prezentată în figura 1.

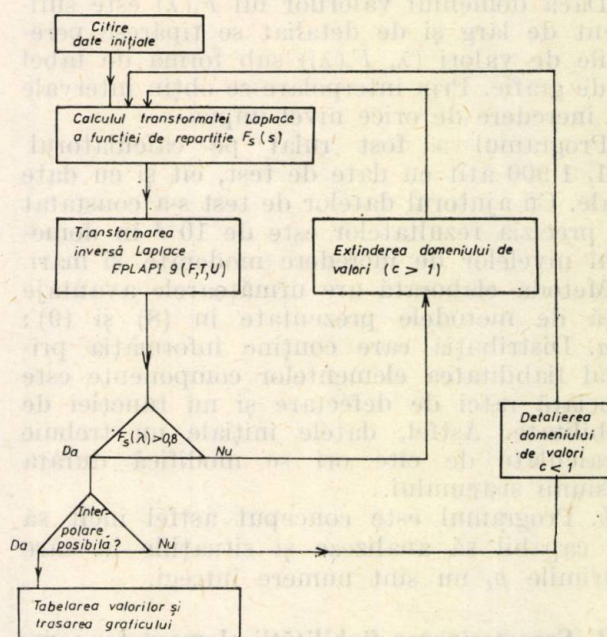


Fig. 1

Datele inițiale ale programului sînt perechile de valori $\{p_i, b_i; i = 1, 2, \dots, K\}$, care caracterizează fiabilitatea elementelor componente. Valorile b_i trebuie exprimate în 10^3 ore. Se calculează transformata Laplace $F_s^*(s)$ a func-

ției de repartiție $F_s(\lambda)$ pentru $s = 1, 2, \dots, 9$. Valorile lui s , pentru care s-a calculat funcția, sînt impuse de subrutina de inversare *FPLAPI* (F , T , U), care a fost utilizată pentru calculul originalului.

Subrutina dă valorile funcției $F_s(\lambda)$ pentru nouă valori ale argumentului λ (exprimat în $^{\circ}/_{00}/\text{ore}$):

0,016; 0,0855; 0,2148; 0,4123; 0,6931; 1,085; 1,634; 2,501; 4,140.

Astfel, funcția $F_s(\lambda)$ este tabelată. Pot interveni însă două situații:

a. Valorile $F_s(\lambda)$ nu epuizează domeniul de variație a funcției, fiind concentrate în jurul uneia din limitele intervalului (0,1).

b. Valorile $F_s(\lambda)$ sînt rare în zona care prezintă interes maxim pentru interpolare (0,2 ÷ 0,9).

În aceste situații se recurge fie la o extindere, fie la o detaliere a domeniului de valori alegînd convenabil o constantă de multiplicare c . Într-adevăr, se știe că:

$$\mathcal{E}f_s(c\lambda) = \frac{1}{c} F_s^* \left(\frac{s}{c} \right). \quad (18)$$

Astfel, pentru $c > 1$ se va realiza extinderea, iar pentru $c < 1$ detalierea domeniului de valori.

Pentru tabelarea funcției $F_s(c\lambda)$ este necesar să se recalculeze transformata Laplace, creîndu-se bucla de reacție a programului.

Dacă domeniul valorilor lui $F_s(\lambda)$ este suficient de larg și de detaliat se tipăresc perechile de valori (λ , $F_s(\lambda)$) sub formă de tabel și de grafic. Prin interpolare se obțin intervale de încredere de orice nivel impus.

Programul a fost rulat pe calculatorul ICL 1 900 atît cu date de test, cît și cu date reale. Cu ajutorul datelor de test s-a constatat că precizia rezultatelor este de 10^{-4} în domeniul nivelelor de încredere moderate și mari.

Metoda elaborată are următoarele avantaje față de metodele prezentate în (8) și (9):

a. Distribuția care conține informația privind fiabilitatea elementelor componente este asociată ratei de defectare și nu funcției de fiabilitate. Astfel, datele inițiale nu trebuie recalculat de cîte ori se modifică durata misiunii sistemului.

b. Programul este conceput astfel încît să fie capabil să analizeze și situațiile în care mărimile p_i nu sînt numere întregi.

3. Caracterizarea fiabilității elementelor componente ale sistemelor

Aplicarea metodei la calculul indicatorilor de fiabilitate ai televizorului alb-negru, cu circuite integrate [14], a scos în evidență necesitatea elaborării unei metodologii de calcul al parametrilor (a_i , b_i) care caracterizează ele-

mente componente, ținînd seama de toate sursele de informații disponibile. Acestea sînt:

- a — date de catalog ale componentelor sau ale unor componente similare;
- b — rezultatele încercărilor de fiabilitate;
- c — rezultate din exploatare.

Pentru o anumită componentă pot exista mai multe surse de informații privind fiabilitatea acesteia. În scopul utilizării eficiente a întregii informații disponibile este necesar ca în calculul parametrilor a și b să se țină seama de totalitatea acestor surse de date. Mai mult decît atît, trebuie să existe posibilitatea corecției valorilor acestor parametri pe măsură ce devin disponibile noi date privind fiabilitatea componentei.

Aceste cerințe pot fi ușor îndeplinite datorită proprietății distribuției gamă de a fi conjugată față de distribuția exponențială a rezultatelor experimentale [4, 10]. Presupunînd că inițial, informațiile disponibile constau doar în valoarea estimată punctual a ratei de defectare $\hat{\lambda}$, indicată în catalog, se calculează o primă aproximație, (a_0 , b_0) a valorilor (a , b), utilizînd relațiile (2) și (3) astfel: se adoptă pentru b_0 o valoare invers proporțională cu incertitudinea relativă asociată valorii ratei de defectare și se calculează a_0 din relația (2).

Dacă în catalog se indică rezultatele cumulate ale încercărilor de fiabilitate efectuate asupra componentei respective — volumul încercărilor T_{Σ} și numărul de defectări r — atunci parametrii se calculează cu relațiile:

$$\begin{aligned} a_0 &= Kr, \\ b_0 &= kT_{\Sigma}. \end{aligned} \quad (19)$$

Coefficientul k are valorile indicate în tabelul 1.

Tabelul 1

k	aria informațiilor
0,1	componente similare, aplicații similare
0,3	componente identice, aplicații similare
0,5	componente similare, aplicații identice
1	componente identice, aplicații identice

Informațiile inițiale pot fi mai ample, provenind în urma unor încercări de fiabilitate (de obicei trunchiate) sau/și a urmăririi unor eșantioane de componente în exploatare.

În ambele cazuri informațiile constau din numărul de defectări apărute într-o perioadă considerată r și în durata cumulată de funcționare a componentelor T_{Σ} .

Considerind un număr de N_1 eșantioane supuse unor încercări trunchiate de același volum T_Σ și N_2 eșantioane urmărite în exploatare, toate omogene între ele, parametrii a_0 și b_0 se calculează cu ajutorul relațiilor [13]:

$$b_0 = \frac{\bar{r} T_\Sigma}{\bar{r}^2 - (\bar{r})^2 - \bar{r}}, \quad (20)$$

$$a_0 = \frac{b\bar{r}}{T_\Sigma},$$

unde:

$$\bar{r}^2 = \frac{\sum_{i=1}^{N_1+N_2} r_i^2}{N_1 + N_2}, \quad (21)$$

$$\bar{r} = \frac{\sum_{i=1}^{N_1+N_2} r_i}{N_1 + N_2}.$$

Dacă sînt observate N eșantioane eterogene între ele, din punct de vedere al compoziției, a_0 și b_0 se calculează cu ajutorul relațiilor:

$$a_0 = \sum_{i=1}^N k_i r_i, \quad (22)$$

$$b_0 = \sum_{i=1}^N k_i T_{\Sigma i}.$$

Coeficienții k_i au valorile cuprinse între 0 și 1 și se aleg în funcție de corespondența dintre eșantionul i și componenta care trebuie caracterizată.

Ulterior, după calculul lui a_0 și b_0 , efectuat conform ecuațiilor (19), (20) sau (22), pot apare noi date exprimate prin M numere de defectări r_i și durate cumulate de funcționare $T_{\Sigma i}$. Ținînd seama de proprietatea distribuției gama de a fi conjugată față de distribuția exponențială rezultă formulele de corecție [10]:

$$a = a_0 + \sum_{i=1}^M K_i r_i, \quad (23)$$

$$b = b_0 + \sum_{i=1}^M K_i T_{\Sigma i}.$$

Semnificația coeficienților K_i din relațiile (23) este aceeași cu cea a coeficienților din relațiile (22). De multe ori, necesitatea de a cumula informațiile provenite din surse de date diferite conduce la considerarea unor eșantioane eterogene din punct de vedere al condițiilor de funcționare.

Înainte de cumularea informațiilor conținute de aceste eșantioane este necesar să se efectueze o corecție a datelor în vederea omogenizării eșantioanelor. Corecția se face utilizînd curbele [3], care indică valorile λ/λ_0 , în funcție de solicitarea electrică relativă și temperatura ambiantă, λ_0 reprezentînd rata de defectare la solicitare electrică nominală și temperatura ambiantă de 25°C. Ținînd seama de faptul că în estimarea clasică $\hat{\lambda} = r/T_\Sigma$ se observă că este suficient să se corecteze valoarea lui r .

Valoarea lui T_Σ nu se corectează pentru a nu schimba în mod artificial incertitudinea asociată valorii ratei de defectare.

O corecție similară se aplică valorilor a_i , calculate în condiții, de obicei, accelerate, în conformitate cu condițiile reale de funcționare a componentei în cadrul sistemului. Nu se corectează valorile b_i din motivul arătat mai sus.

4. Concluzii

În lucrare se propune o nouă metodă de abordare a fiabilității previzionale a sistemelor electronice.

Evaluarea clasică a indicatorilor de fiabilitate previzională presupune cunoașterea precisă a indicatorilor de fiabilitate asociați elementelor componente.

În cadrul metodei propuse se asociază ratei de defectare o distribuție gama, astfel încît să se poată exprima incertitudinea privind valoarea indicatorilor de fiabilitate care caracterizează componenta.

Avantajul metodei apare în cazurile frecvente în care nu există date explicite privind fiabilitatea componentelor și este necesar să se ia în considerație toate sursele de informații posibile. Rezultatele obținute coincid cu cele clasice, în cazul ideal, în care ratele de defectare ale componentelor sînt perfect cunoscute. În caz contrar, rezultatele obținute în urma aplicării metodei sînt mai realiste deoarece permit să se evidențieze concluzii, pornind de la informații eterogene și vagi.

Un alt avantaj constă în faptul că, în urma aplicării programului se pot obține intervale de încredere de orice nivel. Înainte de utilizarea programului se impune un calcul al valorilor a_i , b_i pe baza întregii informații disponibile privind fiabilitatea componentelor.

Bibliografie

- [1] Schwob, M., Peyrache, G. Traité de fiabilité. Masson, Paris, 1969.
- [2] Kozlov, B., Uşakov, I. Spravocnik po rasciotu na-dejnosti. Sovetskoe Radio, Moskva, 1975.
- [3] Mihoc, Gh., Muja, A., Diatcu, E. Bazele matematice ale teoriei fiabilității, Dacia Cluj, 1976.

- [4] *De Groot, M.* Optimalni statisticeskie rešenija. Mir, Moskva, 1974.
- [5] *Cătuneanu, V. M., Mihalache, A.* Calculul fiabilității sistemelor cu anumite tipuri de dependență între defecările elementelor. Simpozionul jubiliar AS Popov, Moscova, 1975.
- [6] *Mathur, F., de Sousa, P.* Reliability modeling and analysis of general modular redundant systems. In: IEEE Trans. Reliab., Vol. **R 24**, No. 5, December, 1975, pp. 296–300.
- [7] *Klaschka, T.* A method for redundancy scheme performance assessment. In: IEEE Trans. Comp, Vol. **C 20**, No. 11, November 1971, pp. 1371–1376.
- [8] *Springer, M., Thompson, W.* Bayesian confidence limits for the reliability of cascade exponential subsystem. In: IEEE Trans. Reliab, Vol. **R 16**, No. 2, September 1967, pp. 86–89.
- [9] *Byers, J., Skeith, R., Springer, M.* Confidence limits for the reliability of mixed cascade and parallel independent, exponential subsystems. In: IEEE Trans. Reliab, Vol. **R 23**, No. 2, Yune 1974, pp. 104–107.
- [10] *Mihalache, A.* Aplicații ale teoriei informației în fiabilitate. Referat de doctorat, 1976.
- [11] *Cătuneanu, V., Mihalache, A.* Analiza eficienței încercărilor trunchiate, și cenzurate de evaluare a indicatorilor de fiabilitate. In: Electrotehnica nr. 3/77.
- [12] *Wilson, M.* Experience with bayesian reliability measurement of large systems. In: IEEE Trans. Reliab, Vol. **R 21**, No. 3, August 1972, pp. 181–185.
- [13] *Schafer, R., Feduccia, A.* Prior distributions fitted to observed reliability data. In: IEEE Trans. Reliab, Vol. **R 21**, No. 3, August 1972, pp. 148–154.
- [14] *Cătuneanu, V. M.* ș.a. Raport de cercetare contract 263/75. Cercetări în vederea îmbunătățirii calității și fiabilității televizorului staționar alb-negru cu circuite integrate. Decembrie 1976.

CZ 621.314:681.31

MEMORIE RAM
TEHNOLOGIE MOS

Memorie RAM statică cu capacitatea de 64 biți, realizată în tehnologia MOS

RADU VANCU, GELU VOICU, SILVIA SETNIC* — BUCUREȘTI

Introducere

Domeniul memoriilor semiconductoare ilustrează, poate, cel mai pregnant progresele făcute de tehnica circuitelor integrate. Capacitatea memoriilor RAM s-a mărit (pe plan mondial) de patru ori, la fiecare aproximativ doi ani (256 biți în 1970, 1K în 1972, 4K în 1974, 16K în 1976) [1].

La ora actuală, în țară (la IPRS Băneasa), se fabrică circuitul CDB 481, care conține 16 celule de memorie (fără partea de decodare), realizat în tehnica TTL [2].

În cele ce urmează se prezintă realizarea în țară a primei memorii RAM complete, utilizând o tehnologie dezvoltată prin cercetare proprie la ICCE. Spre deosebire de CDB 481, circuitul ROM 04 realizat la ICCE, conține 64 de celule de memorie, împreună cu decodificarea completă a șase adrese și logica de control pe același cip. Acest progres a fost posibil prin utilizarea tehnologiei MOS, care permite realizarea unei densități sporite de integrare.

Fiind vorba de un circuit experimental, obiectivele urmărite au fost nu atât realizarea unei capacități de memorie mare, cât înțelegerea și realizarea practică a unui circuit ale cărui trăsături de bază (tipul celulei, circuitele periferice, modul de operare) sînt tipice memoriilor RAM statice realizate pe plan mondial.

Autorii gîndesc acest circuit ca o primă etapă spre realizarea unor circuite de capacități mărite (256 sau 1 024 de biți).

1. Descrierea circuitului

Circuitul cuprinde următoarele blocuri funcționale:

- matricea de 8×8 celule de memorie;
- decodorul de linie (1 din 8);
- decodorul și multiplexorul de coloană (1 din 8);
- interfețele de adresă;
- circuitele de comandă a operației de citire/scriere.

În cursul funcționării circuitului, din linia de 8 celule adresată de decodorul de linie, se selectează o singură celulă prin multiplexorul de coloană. Asupra acestei celule se efectuează o operație de citire sau scriere, în funcție de modul de comandă a memoriei.

În continuare se expun elementele principale ale circuitului realizat:

Celula de memorie, utilizează o schemă cu șase tranzistoare, comună majorității circuitelor de acest tip [3, 4].

În esență, celula este compusă din elementul bistabil, format din tranzistoarele $T1-T4$ și din porțile de acces bidirecționale, formate din tranzistoarele $T5$ și $T6$.

Liniile de acces b și $\bar{b}$ sînt comune unei coloane de celule și sînt utilizate pentru transferul informației atât la operația de citire,

* Ing. Vancu, R., ing. Voicu, G., și ing. Setnic, S. sînt cercetători la ICCE — București.

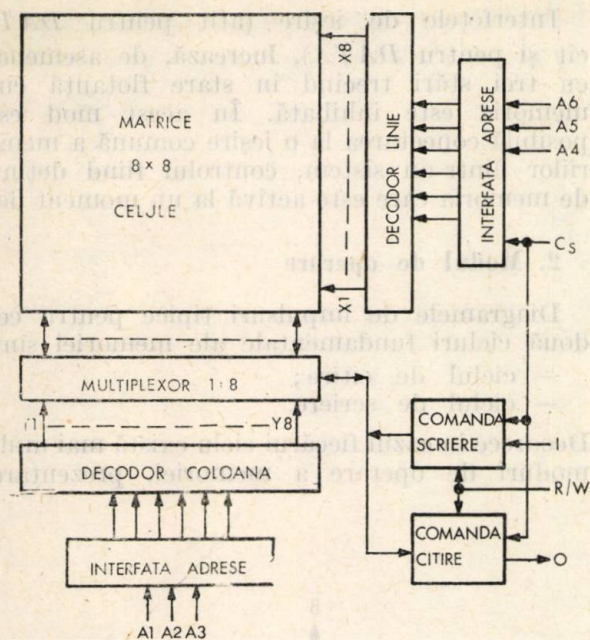


Fig. 1. Schema-bloc a memoriei statice de 64 biți.

cît și la cea de scriere. Deosebirea dintre cele două operații constă în faptul că, la citire, liniile b și $\bar{b}$ sînt comandate de celulă, pe cînd la scriere starea lor este impusă de circuitul de comandă a scrierii.

Decodorul de linie, realizat după o schemă clasică cu porți NAND, comandă tranzis-

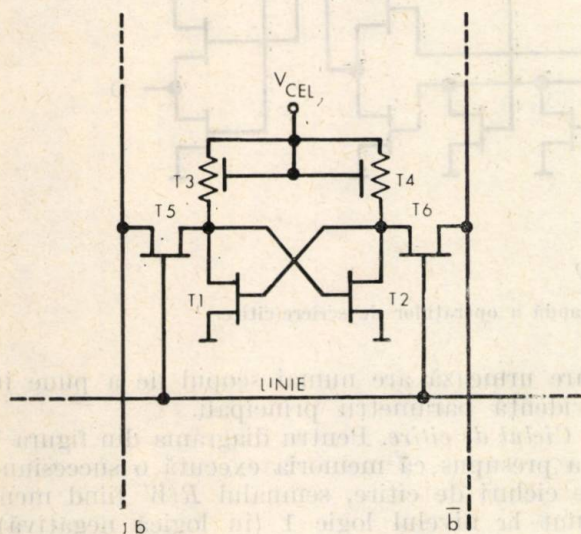


Fig. 2. Schema electrică a celulei de memorie.

toarele de acces pentru cele 8 rînduri de celule. Pentru a înlesni utilizarea în sisteme de memorie de capacități mărite, circuitul are un semnal de comandă pentru inhibare (CS). Aplicînd la intrarea CS nivelul logic „0” (în logica negativă), decodorul de linie este inhibat, accesul în cele 64 de celule fiind interzis.

Decodorul și multiplexorul de coloană, controlează transferul de informație între interfețe și interiorul memoriei. Multiplexorul este realizat din 8 perechi de tranzistoare MOS comandate de decodorul de coloană.

Interfețele de adresă au rolul de a forma semnalele A și $\bar{A}$, necesare decodurului și,

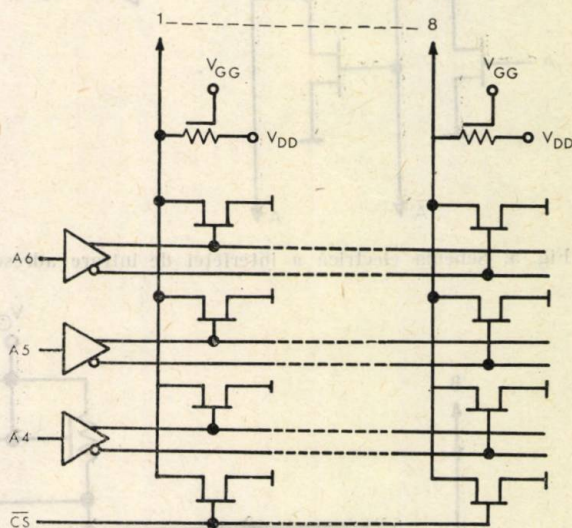


Fig. 3. Schema electrică a decodurului de linie.

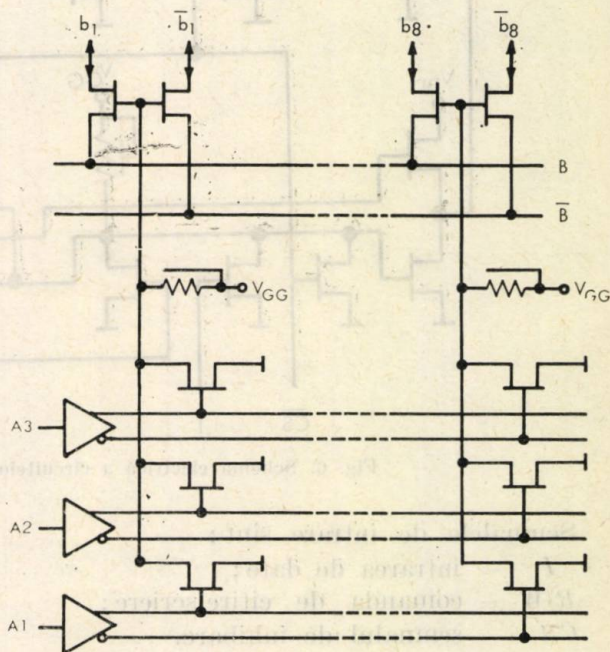


Fig. 4. Schema electrică a decodurului și multiplexorului coloană.

în același timp, de a asigura translatarea nivelurilor logice, prezente la intrarea memoriei, în nivelurile logice interne.

Circuitele de comandă au un mare rol de a asigura controlul operației de citire/scriere, de intrare în starea de inhibare și de interfatare pentru calea de date. Schema circuitului conține aproximativ 30 de tranzistoare MOS.

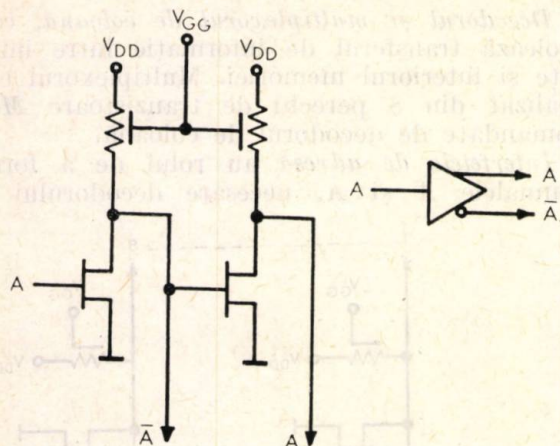


Fig. 5. Schema electrică a interfeței de intrare adrese.

Interfețele de ieșire (atât pentru *DATA* cit și pentru *DATA*), lucrează, de asemenea, cu trei stări trecând în stare flotantă când memoria este inhibată. În acest mod este posibilă conectarea la o ieșire comună a memoriilor dintr-un sistem, controlul fiind deținut de memoria care este activă la un moment dat.

2. Modul de operare

Diagramele de impulsuri tipice pentru cele două cicluri fundamentale ale memoriei sînt :

- ciclul de citire;
- ciclul de scriere.

Deoarece în cazul fiecărui ciclu există mai multe moduri de operare a memoriei, prezentarea

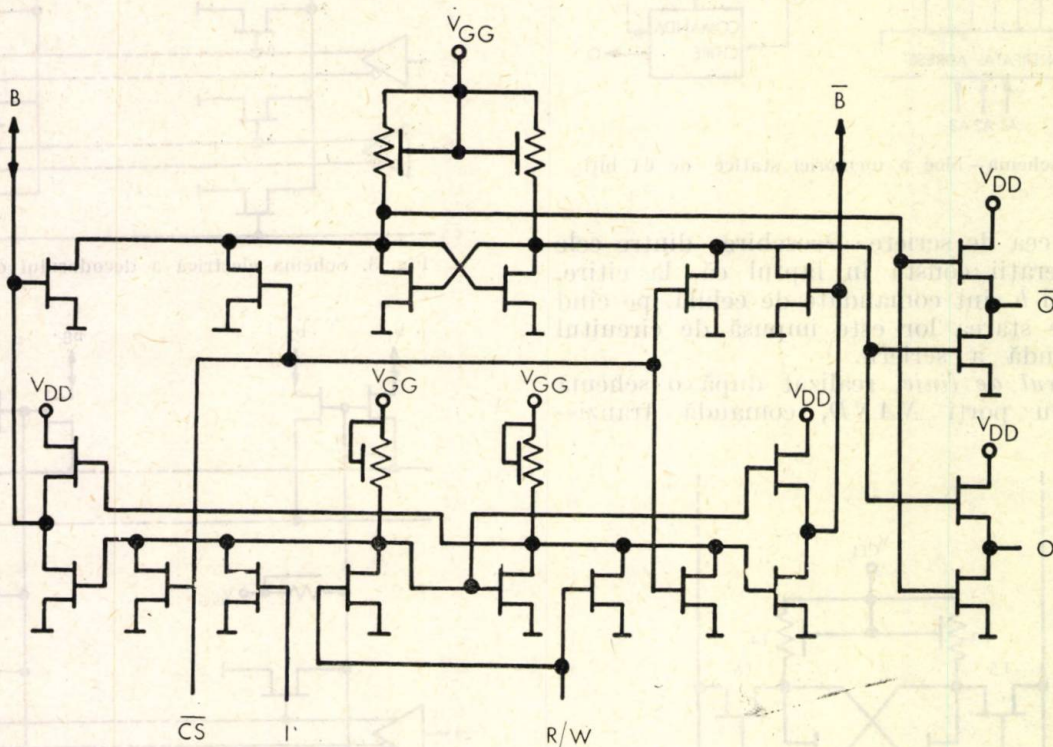


Fig. 6. Schema electrică a circuitelor de comandă a operațiilor de scriere-citire.

Semnalele de intrare sînt :

- I — intrarea de date;
- R/W — comanda de citire/scriere;
- CS — semnalul de inhibare.

Legătura cu interiorul memoriei este realizată prin liniile B și $\bar{B}$ de la multiplexor. Liniile B și $\bar{B}$ sînt comandate de circuite cu trei stări după cum urmează :

- 0 sau 1 logic, în cazul operației de scriere ($R/W = 0$);
- nivel flotant, în cazul operației de citire ($R/W = 1$).

În situația operației de citire, starea liniilor B și $\bar{B}$ va fi impusă de celula adresată.

care urmează are numai scopul de a pune în evidență parametrii principali.

Ciclul de citire. Pentru diagrama din figura 7 s-a presupus că memoria execută o succesiune de cicluri de citire, semnalul R/W fiind menținut la nivelul logic 1 (în logică negativă).

Semnalul CS poate fi menținut tot la nivelul logic 1, în care caz se obține data valabilă la ieșire, după timpul de acces t_A de la stabilirea adresei. În cazul în care decizia de citire ($R/W = 1$) are loc după stabilirea adresei, se va obține data la ieșire, cu o întârziere t_{co} față de frontul negativ al lui CS . Este necesar să se mențină $CS = 0$ pînă la luarea deciziei de citire, pentru a preveni o operație de scriere nedorită.

Ciclul de scriere. În cazul ciclului de scriere nu mai este posibil să se mențină simultan $CS = 1$ și $R/W = 0$ în timp ce adresa se schimbă, existând pericolul unor operații de

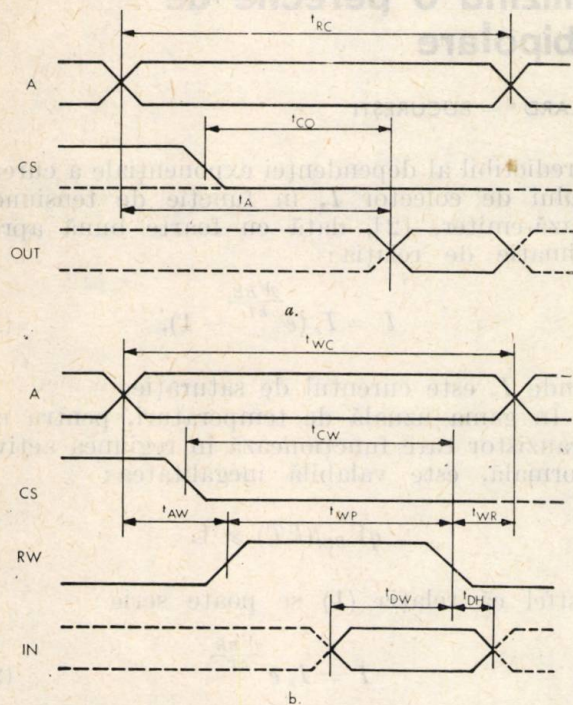


Fig. 7. Modul de operare a memoriei: a) ciclul de citire; b) ciclul de scriere.

scriere necontrolate. Este posibil să se mențină $CS = 1$ (memorie activă), cu condiția unei comenzi corespunzătoare la intrarea R/W , în cadrul fiecărui ciclu. În acest caz este permisă comanda de scriere la intervalul t_{AW} după stabilirea adresei și terminarea ei cu t_{WR} înainte de schimbarea adresei. Durata minimă a comenzii de scriere este t_{WP} . Data la intrarea memoriei trebuie să fie stabilă o perioadă t_{DW} înainte și t_{DH} după încetarea comenzii de scriere.

În cazul acționării memoriei prin CS , ulterior stabilirii adresei, terminarea operației de scriere trebuie să aibă loc la un interval mai mare decât t_{CW} .

3. Rezultatele obținute

Circuitul a fost realizat utilizând tehnologia standard $PMOS$, cu poartă de aluminiu și prag înalt, dezvoltată la ICCE prin cercetare proprie. Cele aproximativ 500 de tranzistoare MOS ale circuitului, au fost integrate pe un cip cu dimensiunile de $2,4 \times 2,5 \text{ mm}^2$. O atenție deosebită s-a dat proiectării celei de memorie cu șase tranzistoare, care ocupă, în final, o arie de $145 \times 190 \mu^2$.

În scopul obținerii unei viteze mari de funcționare, în condițiile unui consum redus de putere, circuitul este prevăzut cu două surse de

alimentare ($V_{DD} = -13 \text{ V}$, $V_{GG} = -27 \text{ V}$), pentru logica periferică și o sursă separată ($V_{CEL} = -16 \text{ V}$), pentru alimentarea celulelor. Această tehnică permite păstrarea informației în memorie, în condiții de consum redus, la căderea accidentală a sursei principale de alimentare. În asemenea situație alimentarea este asigurată de baterii pentru

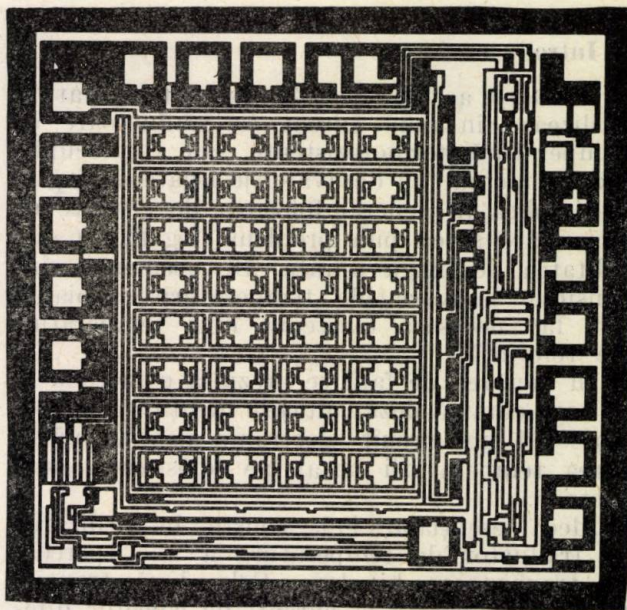


Fig. 8. Fotografia mărită a circuitului realizat.

V_{CEL} , iar V_{GG} și V_{DD} pot fi puse la potențialul sursei. Din măsurătorile efectuate, rezultă pentru ROM 04 un timp de acces tipic $t_{CO} < 300 \text{ ns}$, consumul fiind, în condiții normale, de aproximativ 250 mW .

Pentru protejarea împotriva sarcinii statice, circuitul a fost înzestrat cu protecții eficiente la toate intrările. S-a utilizat, în acest scop, o schemă complexă: tranzistor cu oxid gros și diodă cu poartă, cu rezistor de limitare [4].

4. Concluzii

S-a prezentat realizarea în țară, cu succes, a primei memorii RAM semiconductoare, utilizând tehnologia standard $PMOS$ cu poartă de aluminiu și prag înalt. Circuitul cu capacitatea de 64 de biți are funcționarea complet statică și realizează un timp de acces tipic de 300 ns , la un consum de putere de 250 mW .

Bibliografie

- [1] * * * Electronics, jan. 20, 1977, p. 81.
- [2] * * * Catalog de circuite integrate IPRS, București, 1977.
- [3] Luecke, G. ș.a. — Semiconductor Memory Design and Application, McGraw Hill, 1972
- [4] Penney, W. M., Lau, L. — MOS Integrated Circuits, Van Nostrand Reinhold Comp. 1972.

Măsurarea temperaturii utilizând o pereche de tranzistoare bipolare

MIRCEA BODEA, ANDREI SILARD * — BUCUREȘTI

Introducere

Metodele actuale de măsurare a temperaturii utilizează în mod curent ca traductoare de temperatură termorezistențe sau termocuple. Aceste metode au dezavantaje legate de faptul că implică în general folosirea de circuite de liniarizare și că pun probleme legate de stabilitatea de lungă durată. De asemenea sînt sensibile la variațiile temperaturii ambiante sau fac necesară existența unei temperaturi de referință.

În lucrarea de față se prezintă o metodă — care elimină dezavantajele menționate anterior — și un circuit electronic pentru măsurarea temperaturii bazat pe folosirea acestei metode.

Ideea esențială, [1], constă în utilizarea ca traductor de temperatură a unei perechi de tranzistoare bipolare. Cele două tranzistoare sînt operate la curenți de colector diferiți; parametrul sensibil la temperatură este diferența tensiunilor bază-emiter, care rezultă direct proporțională cu temperatura absolută.

1. Principiul de măsură

Principiul de măsură se va descrie apelînd la schema din figura 1. Tranzistoarele pereche Q_1 , Q_2 funcționează la curenți de colector dife-

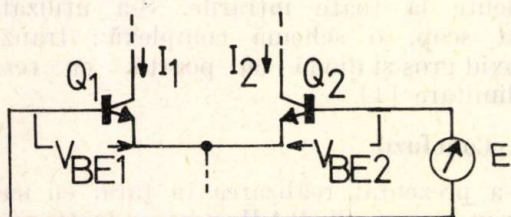


Fig. 1. Schema principală pentru măsurarea temperaturii absolute utilizînd o pereche de tranzistoare bipolare.

riți I_1 , respectiv I_2 . Diferența dintre tensiunile bază-emiter ale tranzistoarelor Q_1 și Q_2 constituie mărimea de ieșire, care, după cum se va arăta în continuare, depinde liniar de temperatura absolută a perechii de tranzistoare.

Dependența liniară de temperatură a diferenței dintre cele două tensiuni bază-emiter este o consecință directă a caracterului înalt

predictibil al dependenței exponențiale a curențului de colector I , în funcție de tensiunea bază-emiter, [2], dată cu foarte bună aproximație de relația:

$$I = I_s (e^{\frac{qV_{BE}}{kT}} - 1), \quad (1)$$

unde I_s este curențul de saturație.

În gama uzuală de temperaturi, pentru un tranzistor care funcționează în regiunea activă normală, este valabilă inegalitatea:

$$qV_{BE}/(kT) \gg 1,$$

astfel că relația (1) se poate scrie:

$$I = I_s e^{\frac{qV_{BE}}{kT}}. \quad (2)$$

Aplicînd relația (2) la situația descrisă de figura 1 și presupunînd că tranzistoarele Q_1 și Q_2 au aceeași temperatură T , se obține direct expresia diferenței de tensiune E :

$$E = V_{BE1} - V_{BE2} = \frac{kT}{q} \left(\ln \frac{I_1}{I_2} - \ln \frac{I_{s1}}{I_{s2}} \right). \quad (3)$$

Presupunînd, în mod suplimentar, și, după cum se va arăta mai departe, fără a limita valabilitatea rezultatelor, că tranzistoarele Q_1 și Q_2 sînt identice relația (3) capătă forma:

$$E = \frac{kT}{q} \ln \frac{I_1}{I_2}. \quad (4)$$

Expresia (4) pune în evidență faptul că pentru un raport dat, diferit de unu, al curenților de colector ai celor două tranzistoare, diferența tensiunilor bază-emiter depinde liniar de temperatura absolută.

Alegînd de exemplu pentru raportul curenților valoarea:

$$I_1/I_2 \cong 3,18, \quad (5)$$

și înlocuind valorile constantelor k și q se obține pentru coeficientul de variație cu temperatura al tensiunii E , valoarea convenabilă:

$$\Delta E/\Delta T \cong 0,1 \text{ mV}/^\circ\text{K}. \quad (6)$$

* Ing. Bodea, M. și dr. ing. Silard, A. sînt șef de lucrări și respectiv asistent la Institutul Politehnic din București, Facultatea de electronică și telecomunicații.

În acest punct al descrierii principiului de măsură mai rămân de lămurit două probleme generate de consecințele pe care le determină împerecherea neideală a tranzistoarelor Q_1 și Q_2 și nerespectarea strictă a valorii prescrise a raportului curenților de colector I_1/I_2 .

Trebuie observat — și aceasta constituie o trăsătură esențială a metodei descrise în lucrarea de față — că împerecherea neideală nu se referă la diferențe de temperatură (Q_1 și Q_2 au aceeași temperatură) ci exclusiv la deosebiri între valorile curenților reziduali.

Dacă raportul I_{s1}/I_{s2} nu este unitar, coeficientul de variație cu temperatura al tensiunii E diferă de valoarea prescrisă prin alegerea unui anumit raport I_1/I_2 ceea ce potențial ar putea constitui un factor de eroare important. Din fericire, deoarece dependența de temperatură a curenților de saturație I_{s1} , I_{s2} urmează aceeași lege:

$$I_s \sim n_i \sim T^{\frac{3}{2}} e^{-\frac{W_G}{2kT}},$$

(W_G este lărgimea benzii interzise a materialului semiconductor), rezultă că raportul I_{s1}/I_{s2} este cu bună aproximație independent de temperatură. Ca urmare, în schema de măsură, va fi necesar ca valoarea raportului I_1/I_2 să poată fi ajustată astfel încât să se compenseze efectul termenului $\ln(I_{s1}/I_{s2})$ — relația (3); coeficientul de variație cu temperatura al tensiunii E atinge în acest fel valoarea nominală, dorită, independentă de temperatură.

Totodată este evident că această ajustare a raportului I_1/I_2 rezolvă automat și problema abaterii acestui raport de la valoarea prescrisă de modelul ideal.

2. Circuitul de măsură

După cum rezultă din descrierea principiului de măsură, circuitul de măsură trebuie să asigure polarizarea cu curent constant a tranzistoarelor Q_1 și Q_2 și totodată să permită ajustarea raportului I_1/I_2 .

Schema circuitului de măsură este prezentată în figura 2. Curenții de colector sînt constanți deoarece pe rezistențele din colectori căderile de tensiune sînt egale (amplificatorul operațional face ca potențialele colectorilor să fie egale).

Suma curenților de colector este fixată de generatorul de curent realizat cu tranzistorul BC 108B. Evident:

$$I_1 + I_2 = \frac{11 - 0,7}{47} = 220 \mu A.$$

Valorile rezistențelor din colectori determină raportul curenților. Raportul I_1/I_2 se reglează din potențiometrul P_1 . Gama necesară de reglaj a raportului I_1/I_2 se poate estima

din valoarea derivatei tensiunii de offset, V_{os} , cu temperatura pentru tranzistorul dual:

$$\left. \frac{\Delta V_{os}}{\Delta T} \right|_{I_1=I_2} = \frac{\Delta(V_{BE1} - V_{BE2})}{\Delta T} \bigg|_{I_1=I_2}. \quad (7)$$

Considerînd o valoare tipică de $5 \mu V/^\circ C$, [3], se obține pentru raportul I_{s1}/I_{s2} o abatere maximă față de unitate de aproximativ $\pm 5\%$.

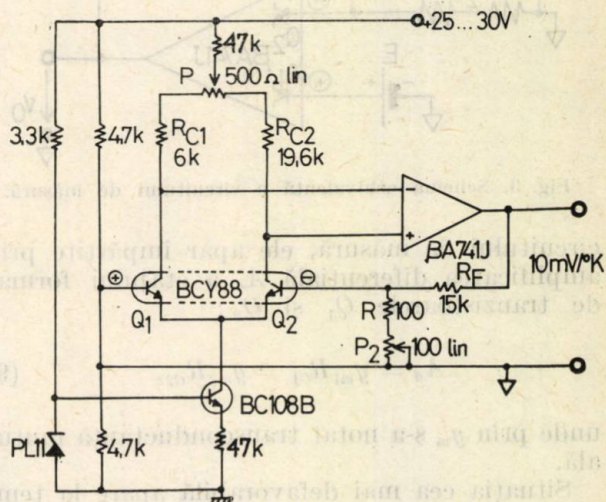


Fig. 2. Schema circuitului de măsură.

Rezultă că raportul I_1/I_2 trebuie să se poată regla față de valoarea nominală cu $\pm 5\%$.

Pentru poziția din mijloc a potențiometrului P_1 , de 500Ω , raportul curenților este dat de raportul $(19,6 + 0,25) / (6 + 0,25) \approx 3,18$. Potențiometrul P_1 permite reglarea acestui raport între 3,02 și 3,35, sau ceea ce este echivalent, aproximativ cu $\pm 5\%$.

Tensiunea V_o de la ieșirea circuitului de măsură este dată de relația:

$$V_o = \left(1 + \frac{R_F}{R + P_2} \right) E, \quad (8)$$

care rezultă imediat din considerarea schemei echivalente din figura 3; într-adevăr tranzistoarele Q_1 și Q_2 și amplificatorul operațional constituie un „amplificator operațional echivalent” care funcționează în conexiunea neînversoare.

Valoarea raportului $R_F/(R + P_2)$ se reglează din potențiometrul P_2 la 99, astfel că la ieșire sensibilitatea globală a schemei este:

$$\Delta V_o / \Delta T = 10 \text{ mV}/^\circ K,$$

într-adevăr dacă $I_1/I_2 = 3,18$, rezultă $\Delta E / \Delta T = 0,1 \text{ mV}/^\circ K$ conform relațiilor (5) și (6).

Influența variațiilor temperaturii ambiante se face simțită în esență prin driftul tensiunii de offset a amplificatorului operațional.

Această influență este însă neglijabilă pentru schema de măsură propusă în această lucrare, deoarece referind atât tensiunea de offset a amplificatorului operațional cât și driftul ei cu temperatura ambiantă la intrarea

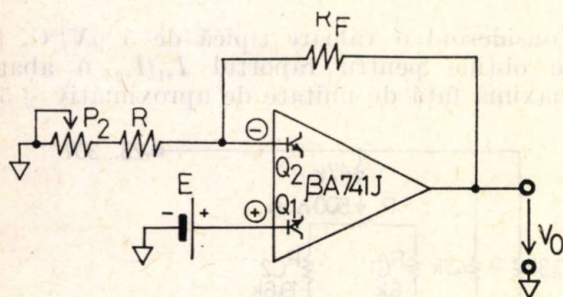


Fig. 3. Schema echivalentă a circuitului de măsură.

circuitului de măsură, ele apar împărțite prin amplificarea diferențială A_d a etajului format de tranzistoarele Q_1 și Q_2 :

$$A_d = g_{m1} R_{C1} = g_{m2} R_{C2}, \quad (9)$$

unde prin g_m s-a notat transconductanța mutuală.

Situația cea mai defavorabilă apare la temperatura maximă măsurată deoarece g_m scade odată cu creșterea temperaturii. Admițând o temperatură maximă măsurată $T_M = 150^\circ\text{C}$ (423°K) rezultă:

$$A_{d\min} = g_{m1} R_{C1} = \frac{qI_1}{kT_M} R_{C1} \cong \frac{0,165}{25,9} \cdot \frac{423}{300} \cdot 6 \cdot 10^3 \cong 27. \quad (10)$$

Presupunind acoperitor pentru amplificatorul operațional $\beta A741$, o derivă de $15 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$, deriva echivalentă la intrarea schemei de măsură este în cazul cel mai defavorabil de:

$$15/27 = 0,6 \mu\text{V}/^\circ\text{C}. \quad (11)$$

Pentru o variație a temperaturii ambiante de la 0°C la 70°C se obține o variație de tensiune de aproximativ $40 \mu\text{V}$, ceea ce echivalează cu o eroare maximă de cel mult jumătate de grad.

Utilizarea schemei implică și o operație de etalonare: la o temperatură cunoscută se reglează potențiometrul P_1 astfel ca indicația instrumentului de la ieșire să fie corectă.

Trebuie observat că în comparație cu alte circuite de măsură propuse în literatură, [1], circuitul de măsură descris în această lucrare este deosebit de simplu, ușor de realizat și fără componente critice.

3. Concluzii

În această lucrare s-a prezentat o metodă de măsurare a temperaturii în care se utilizează ca traductor de temperatură o pereche de tranzistoare bipolare (tranzistor dual). S-a descris, de asemenea, și un circuit de măsură simplu, ușor de realizat și fără componente critice.

Bibliografie

- [1] Precision Monolithics Incorporated, Application note AN-12.
- [2] Grove, A. S. Fizica și tehnologia dispozitivelor semiconductor, Editura tehnică, București, 1975.
- [3] MBLE, Data Handbook — Semiconductors and integrated circuits Part 4a, June 1976.

CZ 621.317

OSCILSCOPIE
MULTIMETRU DIGITAL
BAZA DE TIMP

Dubla lupă de timp în osciloscopie

GHEORGHE I. MITROFAN * — BUCUREȘTI

Introducere

Lupa de timp în osciloscopie a creat noi posibilități de efectuare a măsurărilor de timp ale semnalelor vizualizate. De obicei, acestea se referă la măsurarea timpilor de creștere și cădere, a duratei impulsurilor, a duratelor dintre impulsuri etc.

Baza de timp întârziată, care folosește un multiplicator al întârzierii de timp cu 10 ture,

* Dr. ing. Mitrofan, Gh. lucrează la Radioteleviziunea Română.

permite să se obțină o precizie a măsurătorii de aproximativ 1%. Tehnica aceasta implică un consum de timp relativ mare și introduce erori datorită operatorului.

Măsurătorile de timp cu baza de timp întârziată au devenit considerabil mai rapide și mai ușoare prin introducerea de către firma Tektronix [1] a multimetrelor digitale DM 40 și DM 43, pentru seriile de osciloscopia portabile 400. La aceste instrumente multiplicatorul întârzierii de timp este înlocuit cu un potențiometrul necalibrat denumit TIMP ÎN-

TÎRZIAT și cu un sistem de afișare cu LED-uri. Măsurătoarea de timp dintre două puncte se face prin selectarea unui punct din cele două, cu ajutorul potențiometrului TIMP ÎNTÎRZIAT, pentru care se aduce în starea zero sistemul de afișare, apoi, prin selectarea celui de al doilea punct, cu același potențiometrul, se poate citi direct pe sistemul de afișare timpul dintre punctele selectate. Acest sistem de măsurare a timpului oferă precizie și rezoluție mai mare decât sistemul cu multiplicator al întârzierii de timp cu 10 ture, iar citirea directă a timpului reduce în mare măsură posibilitatea de apariție a erorilor.

Adesea, este necesar a se vizualiza simultan două porțiuni dintr-un semnal sau din două semnale, situate în timp în locuri diferite, folosind baza de timp întârziată. Un asemenea mod de lucru nu este posibil cu osciloscopul existent care au o singură lupă de timp. Acest mod de lucru a devenit posibil odată cu apariția în anul 1976 [2, 3] a multimetrului digital DM 44, pentru seriile de osciloscopie portabile 400 și a bazei de timp 7B85, pentru seriile de osciloscopie 7700, 7800 și 7900. Introducerea în osciloscopie a acestor unități a permis să se extindă aria măsurătorilor de timp prin folosirea, de fapt, a două luche de timp, să se mărească precizia de măsurare a timpului și să se reducă durata necesară pentru măsurare.

Înainte de a trece la examinarea detaliată a principiilor de măsurare cu multimetrul digital DM 44 și cu baza de timp 7B85, se impune a se aminti un fapt ce este demn de reținut. Fără a neglija valoarea ideilor noi introduse de firma Tektronix, referitoare la măsurarea timpului, este necesar și important de arătat că ideea vizualizării simultane a două porțiuni dintr-un semnal prin utilizarea, de fapt, a două luche de timp, a fost propusă în România [4] prin cererea de brevet de invenție înregistrată la OSIM sub nr. 73 106, la data de 11 decembrie 1972, invenția fiind cesionată Radioteleviziunii române. Problema a fost materializată sub diverse forme prin construirea a 3 adaptoare la osciloscopul aflate în dotarea laboratorului de tehnica impulsurilor de la Radioteleviziunea română.

1. Procedul folosit la multimetrul digital DM 44

Fiecărui punct al baleiajului spotului pe orizontală îi corespunde un anumit nivel al tensiunii, pe tensiunea liniar variabilă a bazei de timp A (fig. 1). Metoda de măsurare a timpului cu ajutorul osciloscopului dotat cu multimetrul digital DM 44 se bazează tocmai pe faptul că distanța dintre două puncte ale baleiajului pe orizontală este proporțională cu tensiunea dintre punctele corespunzătoare de pe tensiunea liniar variabilă a bazei de timp A.

În figura 2 este prezentată o schemă bloc simplificată cu care se poate explica principiul de funcționare a procedurii de măsurare a timpului cu multimetrul digital DM 44.

Tensiunea de pe cursorul potențiometrului TIMP ÎNTÎRZIAT se aplică prin amplificatorul A1 în punctul T_D , unde sînt conectate

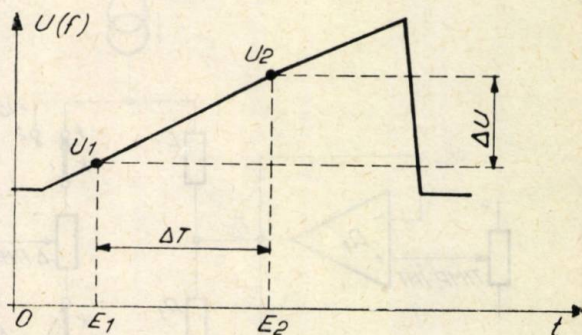


Fig. 1

două rezistențe egale R_1 . În paralel cu rezistențele R_1 este conectat potențiometrul Δ TIMP, al cărui cursor se leagă la intrarea unui amplificator A2. Circuitul format din rezistențele R_1 și potențiometrul Δ TIMP este alimentat cu un curent constant I_0 . În timp ce potențiometrul TIMP ÎNTÎRZIAT se rotește, tensiunea la ieșirea amplificatorului A2 urmărește tensiunea de la ieșirea amplificatorului A1, astfel că diferența de tensiune dintre punctele T_D și T_Δ rămîne aceeași. Efectul pe ecranul de afișare constă în deplasarea ambelor zone intensificate prin rotirea potențiometrului TIMP ÎNTÎRZIAT.

Tensiunea dintre punctele T_D și T_Δ se aplică printr-un atenuator la un convertor analog-digital, conectat la un sistem digital de afișare a timpului măsurat.

Ieșirile amplificatoarelor A1 și A2 alimentează, de asemenea, un comutator care selectează intrarea la comparatorul bazei de timp B. Comutatorul este controlat de o unitate logică, comandată la rîndul ei, cu impulsurile existente în osciloscop. În cazul în care unitatea logică este controlată de impulsurile unuia din cele două canale ale osciloscopului, tensiunea din punctul T_D se aplică la intrarea comparatorului bazei de timp B doar pe durata unei curse directe a tensiunii liniar variabile a bazei de timp A, în timp ce tensiunea din punctul T_Δ se aplică la intrarea aceluiași comparator, pe durata cursei următoare directe a tensiunii liniar variabile a bazei de timp A. Prin trecerea comutatorului osciloscopului de pe poziția A intensificat pe lupa B, pe ecranul osciloscopului vor apare simultan semnalele reperate cu ajutorul potențiometrilor TIMP ÎNTÎRZIAT și Δ TIMP. În cazul în care unitatea logică este controlată de impulsurile ALT, comutatorul este astfel acționat încît

tensiunea din punctul T_D se aplică la comparatorul bazei de timp B , iar pe ecran se afișează semnalul de pe canalul 1; tensiunea din punctul T_Δ este aplicată la comparatorul bazei de timp B , în timp ce pe ecran se afișează

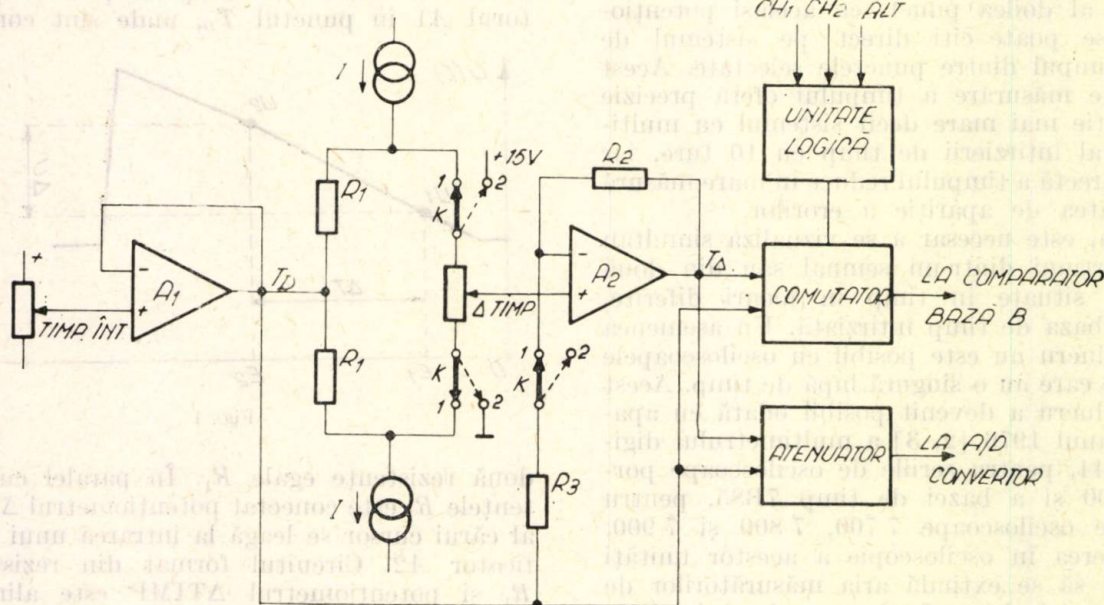


Fig. 2

ează semnalul de pe canalul 2. În acest fel, se înlătură confuziile ce ar putea apare la măsurarea timpului.

Potențiometrul $\Delta TIMP$ poate fi făcut independent de potențiometrul $TIMP$ ÎNTÎRZIAT, prin trecerea comutatorului K în poziția 2. În acest fel, cele două zone pot fi poziționate oriunde pe ecranul osciloscopului, independent una de alta.

2. Principiul folosit la baza de timp 7B85

În figura 3 este prezentată o schemă bloc simplificată cu care se poate explica princi-

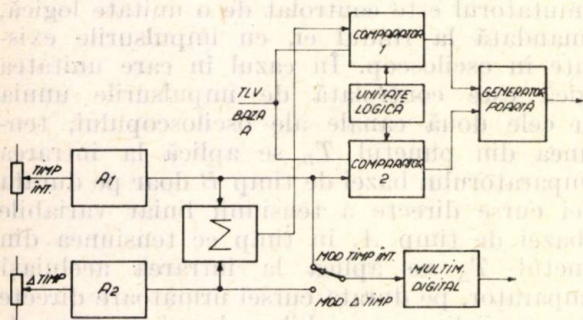


Fig. 3

piul de funcționare a procedurii de măsurare a timpului cu baza de timp 7B85.

Pentru a executa măsurători de timp începînd cu punctul inițial al tensiunii liniar variabile a bazei de timp A , se folosește doar modul

de lucru $TIMP$ ÎNTÎRZIAT. În acest caz, tensiunea de la potențiometrul $TIMP$ ÎNTÎRZIAT este trecută printr-un amplificator $A1$ și apoi este aplicată, împreună cu tensiunea liniar variabilă a bazei de timp A , unui com-

parator. Impulsul care ia naștere la ieșirea comparatorului se aplică, printr-un generator poartă, bazei de timp B și axei Z pentru a intensifica zona reperată. Totodată, tensiunea de la ieșirea amplificatorului $A1$, proporțională cu timpul măsurat, se aplică unui multimetru digital, propriu osciloscopului, astfel încît timpul este afișat direct pe ecranul osciloscopului.

Pentru a executa măsurători de timp în două puncte ale spotului se va folosi modul de lucru $\Delta TIMP$. În acest caz, tensiunea de la potențiometrul $\Delta TIMP$ este trecută printr-un amplificator $A2$ și însumată cu tensiunea de la ieșirea amplificatorului $A1$. Această tensiune se aplică, împreună cu tensiunea liniar variabilă a bazei de timp A , unui comparator 1, care lucrează alternativ cu comparatorul 2. Cele două comparatoare sînt controlate de o unitate logică. Impulsurile ce iau naștere la ieșirile celor două comparatoare se aplică prin generatorul de poartă bazei de timp B și axei Z pentru a intensifica zonele reperate. Tensiunea de la ieșirea amplificatorului $A2$, proporțională cu diferența de timp dintre cele două zone intensificate, se aplică multimetrului digital, astfel încît diferența de timp este afișată direct pe ecranul osciloscopului.

3. Procedee folosite de autor

Se vor face referiri mai întîi la un procedeu descris de autor în invenția nr. 73 106 din 11.12.1972 [4]. Conform acestuia impulsurile

de sincronizare a (fig. 4) se aplică pe intrarea de RESET a circuitului bistabil $CB1$ și pe intrarea de tact a circuitului bistabil $CB2$. În acest fel, ieșirea circuitului $CB1$ trece în starea $Q_1 = 0$, iar circuitul $CB2$ comută la fiecare impuls de tact. În timp ce $Q_1 = 0$, tranzistorul T_1 este blocat, iar condensatorul C se încarcă prin tranzistorul T_3 , care are rolul de a menține constant curentul de încărcare a condensatorului C .

Tensiunea liniar variabilă de pe condensatorul C se aplică, împreună cu tensiunea E_0 de pe cursorul potențiometrului P_2 , unui comparator care furnizează la ieșire câte un impuls, în momentele în care cele două tensiuni aplicate sînt egale.

Impulsul care ia naștere la ieșirea comparatorului se aplică pe intrarea SET a circuitului bistabil $CB1$, trecîndu-l în starea $Q_1 = 1$. Din acest moment, tranzistorul T_1 se deschide la saturație, iar condensatorul C se descarcă rapid prin el. Dacă cursorul potențiometrului

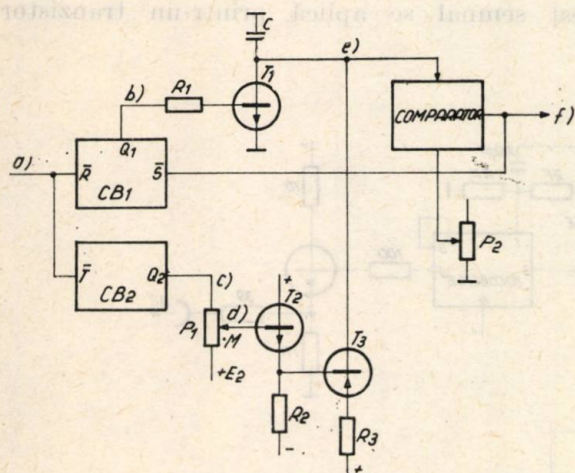


Fig. 4

P_1 este la capătul M , atunci fiecare cursă de încărcare a condensatorului are aceeași viteză, întrucît este controlată de un curent constant dat de tranzistorul T_3 . Prin aplicarea semnalului, cules de la ieșirea comparatorului, bazei de timp B a unui osciloscop putem vizualiza porțiunea ce urmează impulsurilor cu viteză mărită. Același lucru se obține dacă se aplică acest semnal bazei de timp A , cu deosebirea că nu mai avem indicația zonei intensificate.

Prin rotirea potențiometrului P_1 din poziția M , semnalul dat de circuitul bistabil $CB1$ se aplică prin repetorul pe emitor T_2 pe baza tranzistorului T_3 , modificîndu-i, în intervalul BC , curentul de încărcare a condensatorului C . Astfel, pentru nivelul E_1 al tensiunii pe baza tranzistorului T_2 în intervalul BC , curentul de încărcare a condensatorului C este mai mare decît curentul de încărcare pentru nivelul E_2 , existent în intervalul AB , ceea ce se

reflectă asupra vitezei de creștere a tensiunii liniar variabile pe condensatorul C . Se observă ușor că, prin aplicarea tensiunii liniar variabile comparatorului, la aceeași valoare a tensiunii E_0 , dată de potențiometrul P_1 , impulsurile semnalului de la ieșirea comparatorului se aplică în timpul a două intervale adiacente ale impulsurilor de sincronizare la distanțe

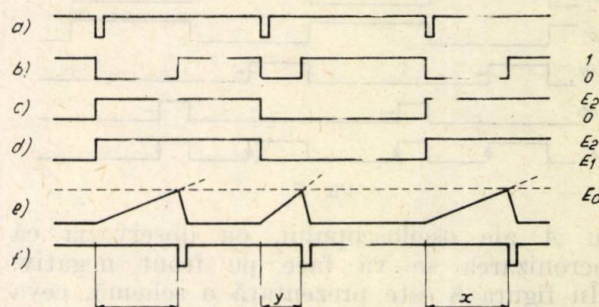


Fig. 5

diferite față de impulsurile inițiale de sincronizare. Prin reglarea tensiunii E_0 se poate realiza deplasarea simultană a celor două impulsuri ale semnalului f din intervalele AB și BC față de impulsurile inițiale, iar prin reglarea nivelului E_1 se poate realiza deplasarea unui impuls față de celălalt din cele două intervale adiacente AB și BC .

Dacă se aplică semnalul de la ieșirea comparatorului la intrarea bazei de timp B a unui osciloscop, se pot vizualiza simultan două zone dintr-un semnal, amplasate, în realitate, la timpi diferiți. Același efect se obține dacă se aplică acest semnal bazei de timp A .

Ulterior, s-a construit în laborator un alt adaptor pentru osciloscop, a cărui schemă este prezentată în figura 6, iar diagramele din

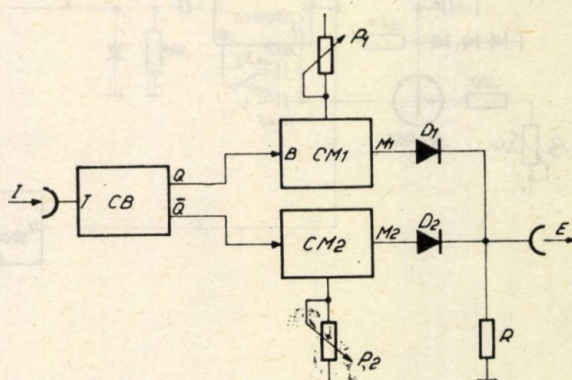


Fig. 6

figura 7 explică funcționarea schemei. În această configurație, semnalul de sincronizare I se aplică pe intrarea de tact a circuitului bistabil CB care comută la fiecare salt pozitiv. Semnalele de la ieșirile Q și $\bar{Q}$ comandă circuitele monostabile $CM1$ și $CM2$. Durata impulsurilor elaborate de aceste monostabile

se reglează, respectiv, cu potențioetrele P_1 și P_2 . Semnalele M_1 și M_2 de la ieșirile celor două monostabile se însumează cu un circuit format din două diode și o rezistență. Semnalul rezultat la ieșirea E se aplică la intrările B

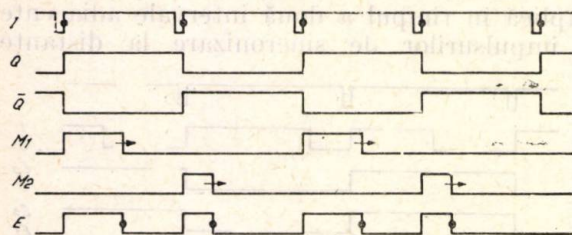


Fig. 7

sau A ale osciloscopului, cu observația că sincronizarea se va face pe front negativ.

În figura 8 este prezentată o schemă, ceva mai complicată decât cea precedentă, pe baza căreia s-a construit în laborator un alt adaptor pentru osciloscop. Formele de undă din figura 9 explică principiul de funcționare a schemei.

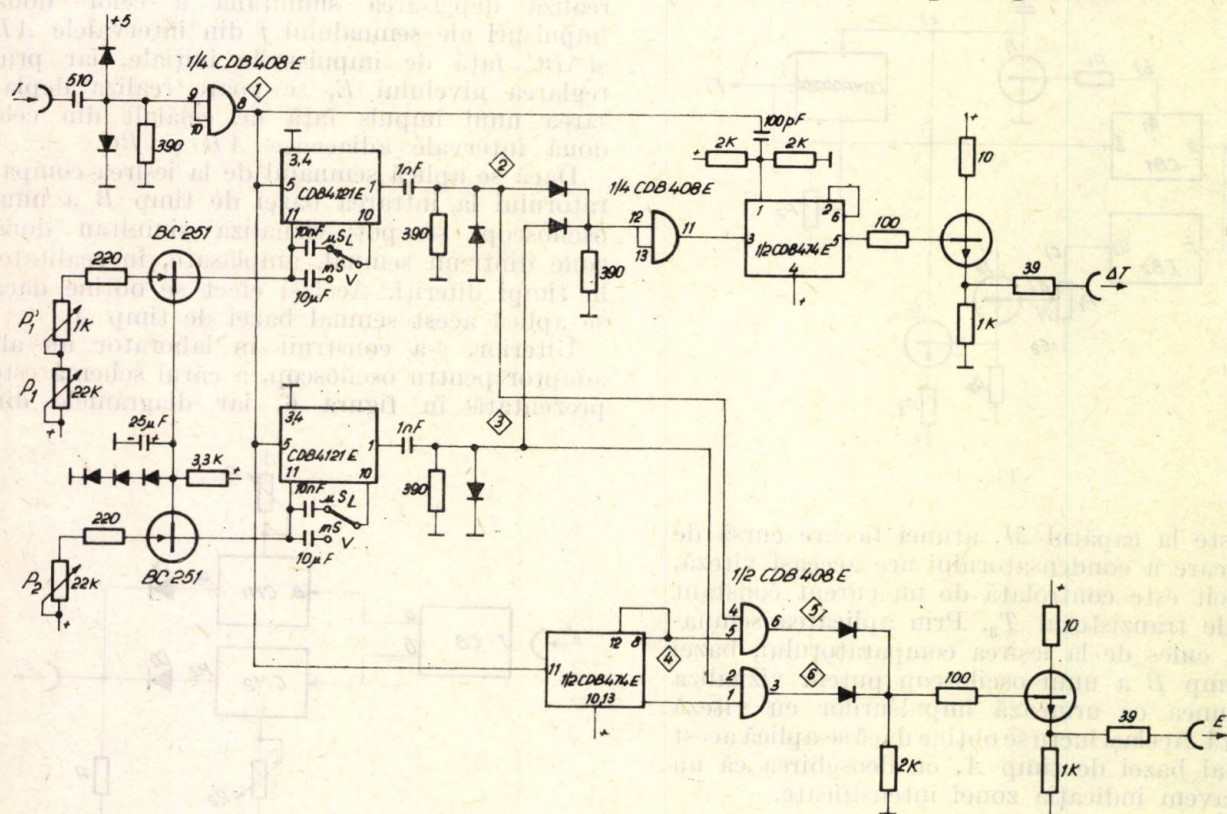


Fig. 8

Semnalul de sincronizare I se aplică printr-un circuit de diferențiere și printr-un inversor la intrările B a două circuite monostabile de tip CDB 4121. Durata impulsului generat de primul circuit monostabil este controlată de potențioetrele P_1 și P'_1 , iar durata impulsului generat de al doilea circuit monostabil este controlată de potențioetrul P_2 . Dacă la

intrarea I se aplică impulsuri de linii, atunci comutatorul K se trece pe poziția L , iar dacă la intrarea I se aplică impulsuri de cadre atunci comutatorul K se trece pe poziția V .

Semnalele culese de la ieșirile negate ale celor două monostabile se diferențiază, reținându-se semnalele 2 și 3, corespunzătoare trecerilor de la 0 la 1. Aceste semnale se aplică la intrările a două porți, unde se mai aplică și semnalele elaborate de un circuit bistabil, comandat pe tact cu semnalul I . Prin însumarea semnalelor culese de la ieșirile celor două porți se obține, la ieșirea E , un semnal de sincronizare a osciloscopului, care se aplică la intrările B sau A ale acestuia.

Pe de altă parte, semnalele 2 și 3 se însumează și printr-un inversor se aplică la intrarea de tact a unui circuit bistabil, care este adus în starea zero, la fiecare trecere din 1 în 0 a semnalului I . În acest fel, la ieșirea circuitului bistabil se obține un semnal a cărui durată este egală cu distanța dintre impulsurile 2 și 3. Acest semnal se aplică printr-un tranzistor

la intrarea unui numărator universal care va măsura durata semnalului ΔT .

Trebuie menționat că, semnalul de sincronizare aplicat la intrarea schemelor comentate în acest paragraf poate fi un semnal exterior cu care trebuie sincronizată și baza de timp A a osciloscopului, dacă se lucrează cu baza de timp B , sau poate fi chiar semnalul

de la ieșirea bazei de timp A , disponibil, de obicei, la o bornă de pe panoul osciloscopului.

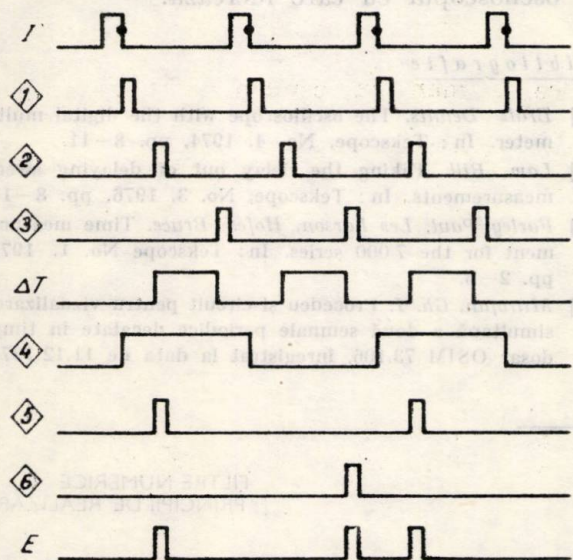


Fig. 9

4. Rezultate experimentale

Schemele prezentate în paragraful precedent au fost realizate sub formă de adaptoare la osciloscop: schema din figura 4 face parte componentă din schema adaptorului la osciloscopul tip AOT, adaptorul conform schemei din figura 6 are forma unei cutii cu dimensiunile de $75 \times 50 \times 40$ cm, cu alimentare exterioară de $+5V$, iar adaptorul schemei din figura 8 a fost construit sub forma unei cutii cu dimensiunile de $115 \times 85 \times 45$ cm, cu alimentare proprie.

În figura 10 este prezentată oscilograma, fotografiată de pe ecranul osciloscopului 453 Tektronix, obținută prin aplicarea semnalului de la ieșirea uneia din schemele prezentate în

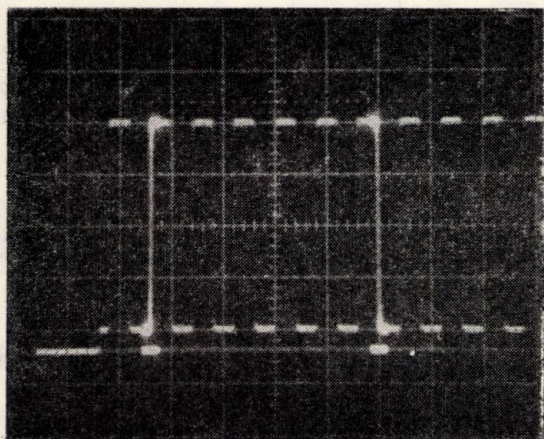


Fig. 10

paragrafele precedente, la intrarea de trigger exterior a bazei de timp B . Oscilograma reprezintă semnalul de pe canalul 1 al osciloscopului și pe ea se pot observa cele două zone

reperate printr-o intensificare a spotului. În figura 11 este prezentată oscilograma aceluiași semnal, corespunzătoare zonelor reperate, obținută prin folosirea bazei de timp B .

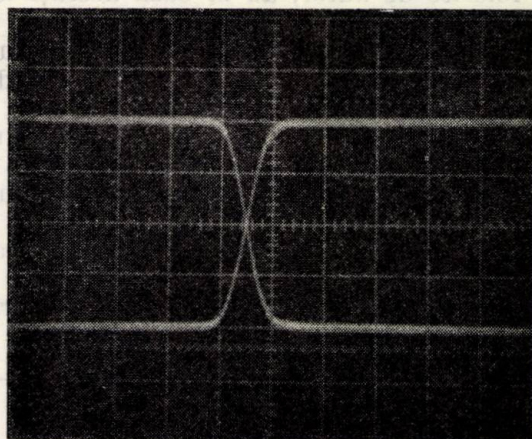


Fig. 11

În figura 12 sînt prezentate oscilogramele a două semnale, corespunzătoare canalelor 1 și 2 ale osciloscopului, folosind modul de

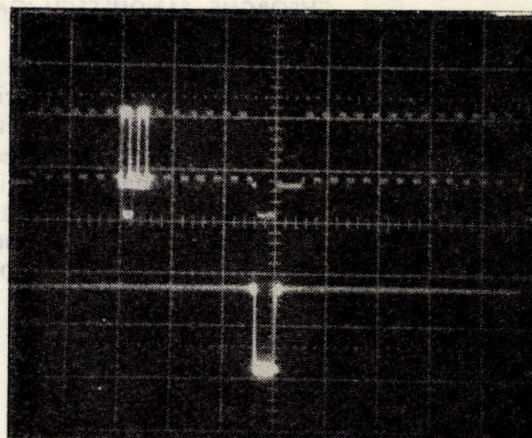


Fig. 12

lucru ALT. Oscilograma semnalelor reperate de cele două zone intensificate, obținută prin folosirea bazei de timp B , este arătată în figura 13.

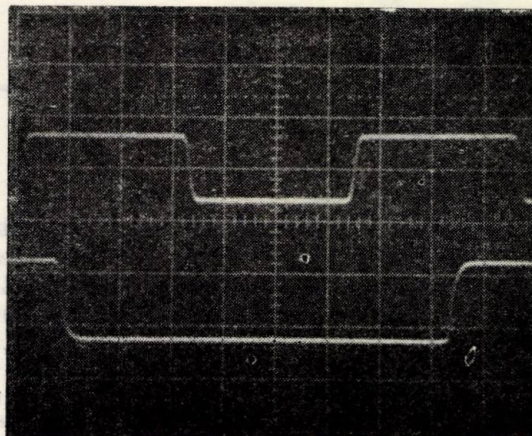


Fig. 13

5. Concluzii

Din analiza făcută se constată că atit procedeele folosite de firma Tektronix, cât și cele folosite de autor, au la bază aceeași idee și anume, aceea a măsurării intervalelor de timp prin reperarea începutului și sfârșitului acestor intervale și măsurarea digitală a distanței dintre cele două repere.

Măsurătorile de timp pe baza acestei noi metode sînt suficient de exacte, comode și rapide. Metoda poate fi folosită în foarte multe aplicații.

Se consideră că nu este prea îndrăzneată ideea că această metodă se va introduce la toate osciloscopia moderne ce se vor fabrica

în viitor. Pînă atunci, fiecărei și poate construi un adaptor, mai mult sau mai puțin modest, la osciloscopul cu care lucrează.

Bibliografie

- [1] Bratz Dennis. The oscilloscope with the digital multi-meter. In: Tekscope, No. 4, 1974, pp. 8—11.
- [2] Law Bill. Taking the delay out of delaying sweep measurements. In: Tekscope, No. 3, 1976, pp. 8—11.
- [3] Farley Paul, Les Larson, Hofer Bruce. Time measurement for the 7000 series. In: Tekscope No. 1, 1976, pp. 2—6.
- [4] Mitrofan, Gh. I. Procedu și circuit pentru vizualizarea simultană a două semnale periodice decalate în timp. dosar OSIM 73.106. înregistrat la data de 11.12.1972.

CZ 621.396.2

FILTRE NUMERICE
PRINCIPII DE REALIZARE

O privire introspectivă în lumea filtrelor numerice

GHEORGHE SÂNDULESCU, IOAN URSUȚ, ROMEO GIURCAN * — BUCUREȘTI

Avantajele filtrelor numerice față de filtrele analogice sînt bine cunoscute. Ele cuprind capacitatea unui filtru numeric de a executa funcții de filtrare greu sau imposibil de realizat cu filtrele analogice. De asemenea, flexibilitatea filtrelor numerice este net superioară, același dispozitiv putînd să realizeze o mare varietate de funcții de filtrare, simplu prin alimentarea cu diferite seturi de coeficienți de filtrare.

Generalități

Un filtru numeric — FN realizează ca și un filtru analogic FA — transformarea formei semnalului aplicat pe intrare.

Schema bloc a unui FN este reprezentată în figura 1.

Semnalul de intrare continuu $x(t)$ este aplicat blocului de eșantionare BE , la ieșirea

Blocul de calcul BC realizează, pe baza unui algoritm, transformarea șirului de numere $x(nT)$ în șirul de numere $y(nT)$ cu $n=0,1,\dots$, care reprezintă eșantioanele numerice ale semnalului de ieșire. Aplicate convertorului numeric-analogic CNA , acestea sînt transformate în semnalul de ieșire eșantionat $y^*(nT)$, astfel că la ieșirea blocului de netezire BN se obține semnalul de ieșire continuu $y(t)$.

După cum rezultă din schema bloc reprezentată în figura 1, caracteristicile (forma) semnalului de ieșire $y(t)$ sînt determinate de algoritmul după care funcționează blocul de calcul BC , adică:

$$y(nT) = \mathcal{A}[x(nT)].$$

Spre deosebire de FA liniare cu parametri concentrați, invariabili în timp (filtre de tip

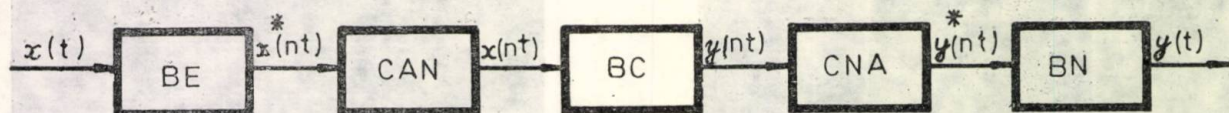


Fig. 1

căruia se obține semnalul de intrare eșantionat $x^*(nT)$, unde $n=0,1,2,\dots$. Acesta este aplicat convertorului analog numeric CAN , care furnizează la ieșire eșantioanele numerice ale semnalului de intrare $x(nT)$ cu $n=0,1,\dots$,

Ing. Săndulescu, Gh., este doctorand, cercetător științific principal, ing. Giurcan, R. și ing. Ursuț, I. sînt cercetători la IPA — București.

R, L, C), care sînt descrise de ecuații diferențiale liniare cu coeficienți constanți, FN se descriu de ecuații cu diferențe finite.

Se presupune, în continuare, că FN analizate sînt liniare și invariante în timp; aceasta înseamnă că fiind date două șiruri $x_1(nT)$ și $x_2(nT)$ cu $n=0,1,\dots$, aplicate unui FN , care le transformă în $y_1(nT) = \mathcal{A}[x_1(nT)]$ și respectiv

$y_2(nT) = \mathcal{A}[x_2(nT)]$ și C_1, C_2 — două constante oarecare, atunci :

$$\mathcal{A}[C_1 x_1(nT) + C_2 x_2(nT)] = C_1 y_1(nT) + C_2 y_2(nT), \quad (2)$$

(proprietatea de liniaritate) și respectiv :

$$\mathcal{A}[x(nT - mT)] = y(nT - mT), \quad (3)$$

(proprietatea de invarianță), unde m este număr întreg arbitrar.

Algoritmul acestor filtre reprezintă o ecuație liniară cu diferențe finite, cu coeficienți constanți de forma :

$$\sum_{m=0}^M a_m y(nT - mT) = \sum_{i=0}^N b_i x(nT - iT). \quad (4)$$

Presupunând $a_0 = 1$, relația (4) devine :

$$y(nT) = \sum_{i=0}^N b_i x(nT - iT) - \sum_{m=1}^M a_m y(nT - mT). \quad (5)$$

În cazul particular când $a_m = 0, m = 1, 2, \dots, M$, relația (5) se transformă în :

$$y(nT) = \sum_{l=0}^L C_l x(nT - lT). \quad (6)$$

În toate cele trei relații de mai sus a_m, b_i și c_l sint coeficienți numerici, iar M, N și L numere întregi.

FN realizate după algoritmii descrise de relațiile (4) și (5) sint denumite recursive; la acestea semnalul de ieșire, la un moment de timp dat, depinde nu numai de variația semnalului de intrare, ci și de evoluția semnalului de ieșire, la momentele de timp anterioare. FN construite conform relației (6) se numesc neregursive.

Principii de realizare a FN

Pentru realizarea FN se utilizează pe scară largă două metode :

- metoda transformatei Z ,
- metoda transformatei Fourier rapidă (FFT).

Metoda transformatei Z

Prin analogie cu funcția de transfer a FA se definește funcția de transfer a FN . Pentru aceasta se utilizează transformata Z (sau transformata Laplace discretă), definită de relația :

$$F(z) = \sum_{n=0}^{\infty} f(nT) z^{-n}, \quad (7)$$

unde :

$$Z = e^{Ts},$$

s fiind variabila complexă Laplace.

Funcția de transfer a FN se obține aplicând transformata Z mărimilor de ieșire $y(nT)$ și de intrare $x(nT)$ ale FN :

$$H(z) = \frac{Z\{y(nT)\}}{Z\{x(nT)\}} = \frac{Y(z)}{X(z)}. \quad (8)$$

Prin aplicarea transformatei Z relației (4) se obține :

$$\sum_{m=0}^M a_m z^{-m} Y(z) = \sum_{i=0}^N b_i z^{-i} X(z), \quad (9)$$

de unde, aplicând $a_0 = 1$, se obține funcția de transfer a FN recursive :

$$H(z) = \frac{\sum_{i=0}^N b_i z^{-i}}{1 + \sum_{m=1}^M a_m z^{-m}}. \quad (10)$$

În mod analog, introducând transformata Z în relația (6), se obține funcția de transfer a FN neregursive :

$$H(z) = \sum_{l=0}^L C_l z^{-l}. \quad (11)$$

Pentru determinarea funcției de transfer se utilizează caracteristica de impuls a FN , $h(nT)$. Aceasta reprezintă răspunsul FN la secvențe de intrare de forma funcției $\delta(nT)$. Spre exemplu, caracteristica de impuls a FN neregursive, în conformitate cu relația (6), pentru $x(nT) = \delta(nT)$ este :

$$h(nT) = C_n. \quad (12)$$

Astfel, algoritmul descris de relația (6) poate fi scris sub forma :

$$y(nT) = \sum_{l=0}^L h(lT) x(nT - lT). \quad (13)$$

Din comparația relațiilor (11) și (12) reiese că :

$$H(z) = \sum_{l=0}^L h(lT) z^{-l} = Z[h(nT)] \quad (14)$$

adică, funcția de transfer $H(z)$ reprezintă transformata Z a caracteristicii de impuls $h(nT)$.

Algoritmii (5) și (6) determină structura FN sau a programelor de realizare a acestora pe calculatoarele numerice.

Schema bloc a unui FN nerecursiv, corespunzător relației (6) sau funcției de transfer (11), este prezentată în figura 2.

După cum se observă, pentru realizarea acesteia sînt necesare multiplicatoare (cu coefi-

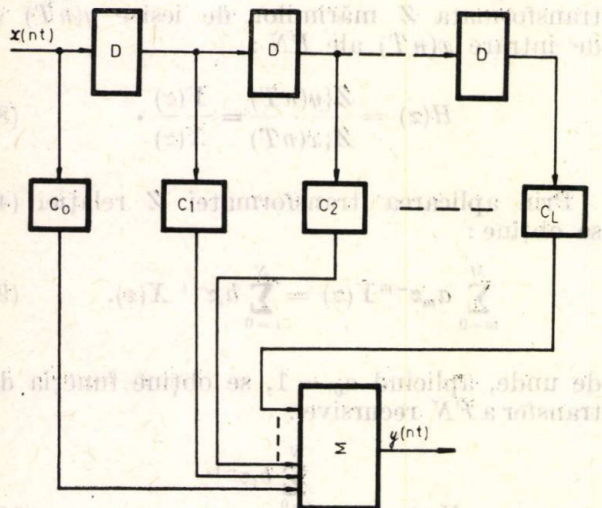


Fig. 2

cienți $C_0, C_1, \dots, C_L$), memorii de tip D — pentru întârzierea cu T a eșantioanelor numerice ale semnalului de intrare $x(nT)$ și un sumator.

În cazul FN recursive schema bloc, corespunzătoare algoritmului (5) sau funcției de transfer (10), este reprezentată în figura 3. Schema necesită un număr mare de elemente de întârziere și de sumatoare. O reducere a numărului acestor elemente se poate obține

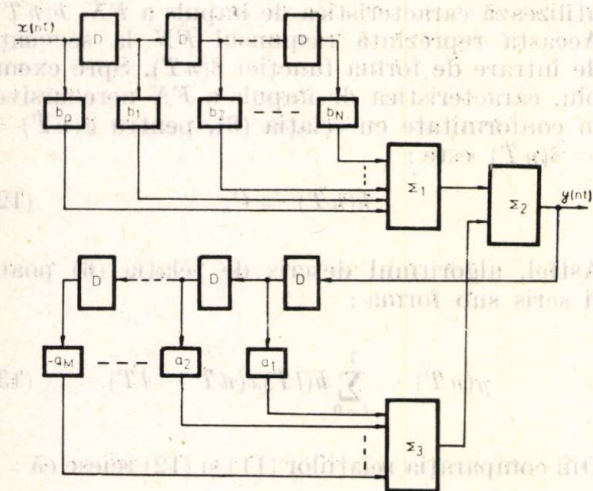


Fig. 3

prin utilizarea așa-numitei scheme-bloc canonice. Pentru determinarea formei acesteia se folosește relația :

$$Y(z) = H(z)X(z), \text{ sub forma : } Y(z) = B(z)F(z), \quad (15)$$

unde :

$$B(z) = \sum_{i=0}^N b_i z^{-i}, \quad (16)$$

este funcția de transfer a FN nerecursiv ; iar :

$$F(z) = \frac{1}{1 + \sum_{m=1}^M a_m z^{-m}} X(z), \quad (17)$$

este transformata Z a funcției auxiliare $f(nT)$. Relația (17) corespunde relației :

$$f(nT) = x(nT) - \sum_{m=1}^M a_m f(nT - mT). \quad (18)$$

Prin urmare, în concordanță cu relațiile (15) și (16), rezultă că :

$$y(nT) = \sum_{i=0}^N b_i f(nT - iT), \quad (19)$$

adică, $y(nT)$ reprezintă semnalul de ieșire al unui FN nerecursiv, la intrarea căruia se aplică $f(nT)$. Astfel, schema bloc canonică este indicată în figura 4, în care numărul elementelor

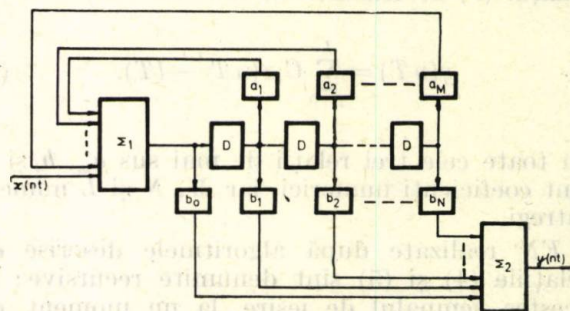


Fig. 4

de întârziere (memorare) a fost redus de la $N + M$ la M , iar al sumatoarelor de la 3 la 2.

Schemele bloc indicate în figura 3 și 4 înglobează elemente de calcul — sumatoare de structură complexă (cu număr mare de intrări). Structura acestora se poate simplifica prin utilizarea schemelor bloc paralele. Aceste scheme se obțin prin reprezentarea funcției de transfer a FN notată $H(z)$ sub formă de componente simpli, adică :

$$H(z) = \sum_i H_i(z), \quad (20)$$

unde :

$H_i(z)$ pot fi funcțiile de transfer corespunzătoare „ FN elementare” de gradul 1 sau 2 :

$$H(z) = \frac{b_i}{1 + a_i z^{-1}} \quad (21)$$

și :

$$H_i(z) = \frac{b_{1i}z^{-1} + b_{0i}}{a_{2i}z^{-2} + a_{1i}z^{-1} + 1}, \quad (22)$$

cu a_i și b_i numere naturale.

Schemele bloc canonice ale FN elementare, indicate de relațiile (21) și (22) sînt reprezentate în figurile 5a și 5b.

Presupunînd un FN a cărui funcție de transfer $H(z)$ are numai poli simpli, adică toate

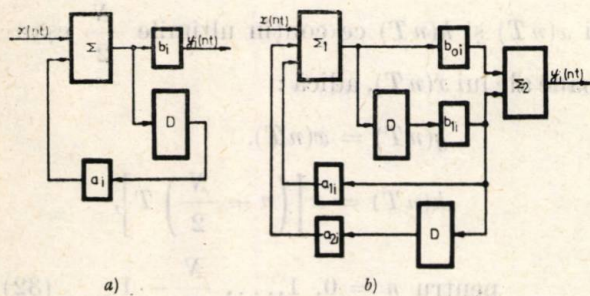


Fig. 5

funcțiile $H_i(z)$ în care se descompune $H(z)$ sînt de forma indicată în (21), atunci schema bloc paralelă se poate reprezenta ca în figura 6.

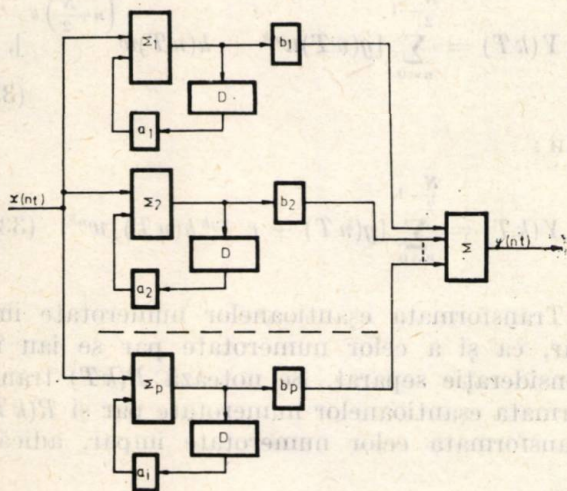


Fig. 6

De asemenea, se poate obține și o schemă bloc serie (fig. 7) care corespunde descompunerii funcției de transfer (10) în perechi de poli și nuluri :

$$H(z) = b_0 \frac{\sum_{i=1}^m (1 + b_i z^{-1})}{\sum_{i=1}^k (1 + a_i z^{-1})}, \quad (23)$$

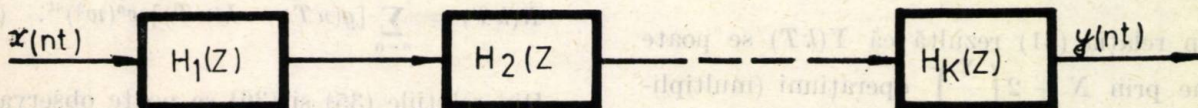


Fig. 7

unde :

$H_i(z) = \frac{1 + b_i z^{-1}}{1 + a_i z^{-1}}$ este funcția de transfer a unui FN , a cărui schemă bloc este dată în figura 8.

Schemele bloc prezentate mai sus nu epuizează toate variantele posibile de realizare a funcției de transfer. Compararea între diversele

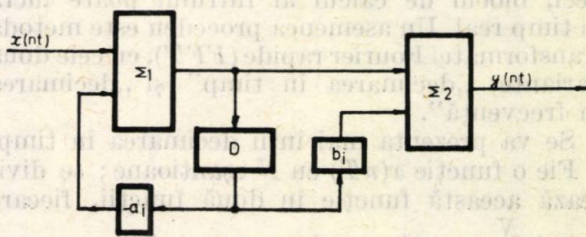


Fig. 8

scheme se poate face pe diferite criterii, cum ar fi numărul de operații aritmetice (după numărul adunărilor și multiplicărilor), capacitatea memoriei pentru păstrarea coeficienților constanți și a mărimilor variabile, după viteza de lucru maximă admisibilă. În funcție de metoda de realizare, de operațiile de adunare și multiplicare se poate evalua viteza de lucru a diferitelor scheme.

Metoda transformatei Fourier rapidă

Algoritmul după care funcționează un FN , construit conform acestei metode, este transformata Fourier discretă (DFT). DFT a unei funcții $x(nT)$ cu N eșantioane este definită conform relației :

$$Y(kT) = \sum_{n=0}^{N-1} x(nT) e^{-\frac{2\pi jnk}{N}} \quad (24)$$

unde :

$$k = 0, 1, \dots, N-1,$$

sau, notînd :

$$w = e^{-\frac{2\pi j}{N}}. \quad (25)$$

relația (24) devine :

$$Y(kT) = \sum_{n=0}^{N-1} x(nT) w^{nk}. \quad (26)$$

Observînd relația (26) se constată că, pentru a calcula eșantioanele semnalului de ieșire al

unui filtru construit conform unui astfel de algoritm este necesar să se efectueze un număr de N^2 operații. Aceasta implică un timp de calcul foarte mare, mai ales în ipoteza unui număr mare de eșantioane ale semnalului de intrare. Așadar, orice metodă care determină micșorarea numărului de operații ce trebuie efectuate pentru a calcula DFT a semnalului de intrare al FN , reduce timpul de calcul și, deci, blocul de calcul al filtrului poate lucra în timp real. Un asemenea procedeu este metoda transformatei Fourier rapide (FFT), cu cele două variante, „decimarea în timp” și „decimarea în frecvență”.

Se va prezenta mai întâi decimarea în timp.

Fie o funcție $x(nT)$ cu N eșantioane; se dividează această funcție în două funcții, fiecare având $\frac{N}{2}$ eșantioane și anume $g(nT)$, care conține eșantioanele notate par ale lui $x(nT)$ și $h(nT)$ cu eșantioanele numerotate impar ale lui $x(nT)$, adică:

$$g(nT) = x(2nT), \text{ cu } n = 0, 1, \dots, \frac{N}{2} - 1, \quad (27)$$

$$h(nT) = x(2n + 1)T,$$

DFT ale funcțiilor $g(nT)$ și $h(nT)$ pot fi scrise astfel:

$$G(kT) = \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} g(nT)(w^2)^{kn}, \quad (28)$$

$$H(kT) = \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} h(nT)(w^2)^{kn}, \quad (29)$$

unde $k = 0, 1, \dots, \frac{N}{2} - 1$.

DFT discretă a semnalului de ieșire, ținând seama de eșantioanele numerotate par și impar devine:

$$Y(kT) = \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} [g(nT)w^{2nk} + h(nT)w^{(2n+1)k}], \quad (30)$$

sau:

$$Y(kT) = \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} g(nT)(w^2)^{nk} + w^k \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} h(nT)(w^2)^{nk}, \quad (30')$$

adică:

$$Y(kT) = G(kT) + w^k H(kT). \quad (31)$$

Din relația (31) rezultă că $Y(kT)$ se poate obține prin $N + 2\left(\frac{N}{2}\right)^2$ operațiuni (multiplicări complexe și sumări).

Procedind similar, calculul lui $G(kT)$ și respectiv $H(kT)$ poate fi redus la calculul DFT a două funcții de $\frac{N}{4}$ eșantioane fiecare. Aceste

reduceri pot fi duse oricât de departe cu condiția ca $N = 2^n$, putând astfel opera n reduceri.

În cazul decimării în frecvență, funcția $x(nT)$ cu N eșantioane se dividează în două funcții $g(nT)$ care cuprind primele $\frac{N}{2}$ eșantioane ale

lui $x(nT)$ și $h(nT)$ ce conțin ultimele $\frac{N}{2}$ eșantioane ale lui $x(nT)$, adică:

$$g(nT) = x(nT),$$

$$h(nT) = x\left[\left(n + \frac{N}{2}\right)T\right],$$

$$\text{pentru } n = 0, 1, \dots, \frac{N}{2} - 1. \quad (32)$$

Atunci DFT a semnalului de intrare poate fi scrisă:

$$Y(kT) = \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} [g(nT)w^{nk} + h(nT)w^{\left(n+\frac{N}{2}\right)k}], \quad (33)$$

sau:

$$Y(kT) = \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} [g(nT) + e^{-\pi j k} h(nT)] w^{nk}. \quad (33')$$

Transformata eșantioanelor numerotate impar, ca și a celor numerotate par se iau în considerație separat. Se notează $P(kT)$ transformata eșantioanelor numerotate par și $R(kT)$ transformata celor numerotate impar, adică:

$$P(kT) = Y(2kT), \quad \text{cu } 0 \leq k < \frac{N}{2}. \quad (34)$$

$$R(kT) = Y(2k + 1)T,$$

Folosind relația (33') rezultă că:

$$P(kT) = \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} [g(nT) + h(nT)] (w^2)^{nk}, \quad (35)$$

și:

$$R(kT) = \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} [g(nT) - h(nT)] w^n (w^2)^{nk}. \quad (36)$$

Din relațiile (35) și (36) se poate observa că $P(kT)$ reprezintă DFT a funcției $g(nT) +$

+ $h(nT)$, funcție care cuprinde $\frac{N}{2}$ eșantioane, iar $R(kT)$, DFT a funcției $[g(nT) - h(nT)]w^n$, funcție care cuprinde tot $\frac{N}{2}$ eșantioane. Rezultă, așadar, că și în acest caz calculul DFT a unei funcții de N eșantioane a putut fi redus la calculul DFT a două funcții de $\frac{N}{2}$ eșantioane fiecare.

CZ 536.5 : 621.314.7 : 621.317

Bibliografie

- [1] Gold, B. și Rader, Ch. M. Digital processing of signals London, Mc Graw Hill 1969.
- [2] Nowak, D. J., Schmid, P. E. A nonrecursive digital filter for data transmission. In: IEEE Transactions on audio and electroacoustics, Vol. 16, No. 3, September 1968.
- [3] Cochran, W. T., Cooley J. W. What is fast Fourier transform.? In: Proceedings of the IEEE, Vol. 55, No. 10, October 1967.
- [4] Goldenberg, L. M. și alții. Filtre numerice. Moscova, Kbazg, 1974.

TRANZISTOR BIPOLAR
TEMPERATURĂ
REZISTENȚĂ TERMICĂ

Dependența de temperatură a unor parametri ai tranzistoarelor bipolare*

ANDREI MIHNEA, MARTA GHEORGHE ** — BUCUREȘTI

Introducere

În lucrarea de față se urmărește studierea variației cu temperatura a transconductanței statice și a cîștigului ideal în vederea precizării unor condiții de măsură ale rezistenței termice, precum și a unor probleme termice ridicate de tranzistoarele din microproducția ICCE.

Expresia teoretică a transconductanței statice (cap. 1) se bazează pe teoria clasică a joncțiunii pn și este confirmată de rezultatele experimentale prezentate în (cap. 2).

Pe de altă parte, creșterea cu temperatura a cîștigului ideal nu poate fi explicată în teoria clasică. Acest fenomen se datorează unor efecte de modificare a structurii de benzi de energie produse de doparea mare în emitor.

În cursul întregii lucrări se va neglija recombinarea, deci cîștigul în curent este ideal.

O teorie simplificată a dependenței de temperatură a cîștigului ideal este prezentată în capitolul 1.

1. Dependența de temperatură a unor parametri statice ai tranzistoarelor

1.1. Transconductanța statică

În condiții de injecție mică, expresia curentului de colector al unui tranzistor bipolar este [1, 2]:

$$J_c = \frac{q D_B n_{iB}^2}{N_B} e^{\frac{q V_{BE}}{KT}}, \quad (1)$$

* Lucrare prezentată la sesiunea științifică a ICCE, IPRS și IPB, București 24-25 iunie 1976.

** Ing. Mihnea, A. și ing. Gheorghe, M. lucrează la ICCE—București.

S-a notat:

- J_c — densitatea de curent de colector;
- D_B — constanta de difuzie a minoritarilor în bază;
- N_B — integrala concentrației de impurități în baza metalurgică;
- V_{BE} — tensiunea directă aplicată pe joncțiunea emitor-bază;
- q — sarcina electronului;
- k — constanta lui Boltzmann;
- T — temperatura absolută.

Concentrația intrinsecă în bază, n_{iB} , este dată de următoarea relație:

$$n_{iB}^2 = \mathcal{N}_{cB} \mathcal{N}_{vB} e^{-\frac{q \mathcal{V}_{gB}}{KT}}, \quad (2)$$

unde:

$\mathcal{N}_{cB}$, $\mathcal{N}_{vB}$ sînt densități efective de stări electronice în banda de conducție și respectiv banda de valență, în baza metalurgică; $\mathcal{V}_{gB}$ este valoarea benzii interzise în bază.

Mărimile $\mathcal{N}_c$, $\mathcal{N}_v$, $\mathcal{V}_g$ sînt independente de concentrația de impurități, la valori mici și moderate ale acesteia (pînă la $5 \cdot 10^{19} \text{ cm}^{-3}$). La concentrații mai mari decît $5 \cdot 10^{19} \text{ cm}^{-3}$, așa cum este cazul în emitor, mărimile respective își modifică considerabil valoarea [3]. Acest fapt va fi luat în considerație la determinarea concentrației intrinseci în emitor, n_{iE} .

Din relațiile (1) și (2) se obține:

$$J_c = J_0 e^{-\frac{q(\mathcal{V}_{gB} - V_{BE})}{KT}}, \quad (3)$$

cu:

$$J_0 = \frac{q D_B \mathcal{N}_{cB} \mathcal{N}_{vB}}{N_B}, \quad (4)$$

J_0 este independent de temperatură și dependent de profilul de impurități prin intermediul mărimii N_B .

Relația (3) va fi utilizată în continuare sub forma :

$$V_{BE} = \varphi_{gB} - \alpha T, \quad (5)$$

cu :

$$\alpha \equiv \frac{k}{q} \ln \left(\frac{J_0}{J_c} \right), \quad (6)$$

α fiind coeficientul de variație cu temperatura a tensiunii V_{BE} la o densitate de curent de colector J_c constantă.

Expresia coeficientului α (6), împreună cu ecuația (4), indică faptul că tranzistoarele cu baza mai dopată au transconductanța statică mai puțin sensibilă la temperatură.

1.2. Cîștigul în curent static ideal

În cele ce urmează se va considera cîștigul în curent determinat de eficiența de injecție a emitorului (cîștig ideal). După cum este cunoscut, curentul de bază al tranzistoarelor planare la nivele moderate de curent de colector este determinat de injecția de minoritari din bază în emitor. De aceea la nivele moderate de curent de colector, cîștigul în curent al tranzistoarelor planare este apropiat de cel ideal.

Pentru curentul de bază ideal, se poate scrie o relație analogă relației (1) :

$$J_B = \frac{q D_E n_{iE}^2}{N_E} e^{q \varphi_{BE}/KT}. \quad (7)$$

S-a notat :

- J_B — curentul ideal de bază pe unitatea de arie de emitor;
- D_E — constanta de difuzie de minoritari în emitor;
- N_E — integrala concentrației de impurități în emitor;
- V_{BE} — tensiunea directă emitor-bază.

Concentrația intrinsecă în emitor este dată de relația :

$$n_{iE}^2 = \mathcal{N}_{CE} \mathcal{N}_{VE} e^{-q \varphi_{VE}/KT}. \quad (8)$$

Datorită dopării mari mărimile $\mathcal{N}_{CE}$, $\mathcal{N}_{VE}$ și φ_{gE} au variații spațiale importante în emitor. Mărimea n_{iE}^2 , care apare în (7), trebuie considerată cu o valoare mediată, căreia îi corespund valori mediate pentru $\mathcal{N}_{CE}$, $\mathcal{N}_{VE}$ și φ_{gE} , în acord cu relația (8).

Din relațiile (7) și (8) se obține :

$$J_B = J_{B0} e^{-q(\varphi_{gE} - V_{BE})/KT}, \quad (9)$$

cu :

$$J_{B0} = \frac{q D_E \mathcal{N}_{CE} \mathcal{N}_{VE}}{N_E}, \quad (10)$$

în care :

J_{B0} este independent de temperatură și dependent de profilul de impurități în două moduri : direct, prin intermediul mărimii N_E și indirect prin intermediul valorilor medii $\mathcal{N}_{CE}$ și $\mathcal{N}_{VE}$.

Din relațiile (3), (4), (9) și (10) rezultă expresia care dă dependența de temperatură a cîștigului ideal [4, 6].

$$\beta_{ideal} = \frac{J_c}{J_B} = \frac{J_0}{J_{B0}} e^{-q(\varphi_{gB} - \varphi_{gE})/KT}. \quad (11)$$

Relația (11) permite explicarea creșterii lui β cu temperatura observată la majoritatea tranzistoarelor planar-epitaxiale. Această creștere poate fi explicată prin îngustarea efectivă a benzii interzise în emitor, datorită dopajului mare.

2. Determinări ale coeficientului α

S-au efectuat determinări ale coeficientului α pentru tranzistoare de tip 2N 3553 din micro-producția ICCE. Pentru aceasta s-a măsurat tensiunea directă V_{BE} în pulsuri de 80 μ s cu frecvența de 50 Hz, în condițiile : $V_{CE} = 5$ V, $I_C = 0,5$ mA și $V_{CE} = 5$ V ; $I_C = 25$ mA, la temperaturile de 40°C, 80°C, 120°C. S-a folosit etuva DELTA DESIGN și caracterograful TEKTRONIX 576.

Tensiunea V_{BE} măsurată la $I_C = 25$ mA a fost corectată astfel încît să nu includă căderile de tensiune pe rezistențele serie de emitor. Rezultatele acestor măsurători efectuate pe patru tranzistoare sînt date în figurile 1 și 2 și în tabelul 1.

Tabelul 1

I_C , mA Tranzistor	$\alpha(0,5)$, mV/°C	$\alpha(25)$, mV/°C	$\alpha(0,5) - \alpha(25)$, mV/°C
1	2,23	1,9	0,34
2	2,15	1,81	0,34
3	2,17	1,87	0,30
4	2,2	1,88	0,32

Dispersia dreptelor din figurile 1 și 2 poate fi pusă pe seama dispersiei de dopare integrală în bază, relațiile (5) și (6).

Tendința dreptelor de a se intersecta la $T = 0^\circ\text{K}$ confirmă în cadrul relației (5), faptul că lărgimea benzii interzise nu depinde de doparea în bază : $\varphi_{gB} = \varphi_g$.

Conform relației (6), modificarea coeficientului α pentru un același tranzistor, de la un curent de polarizare la altul, nu depinde decît de raportul acestor curenți :

$$\alpha(I_{C1}) - \alpha(I_{C2}) = \frac{k}{q} \ln \left(\frac{I_{C2}}{I_{C1}} \right).$$

Pentru $I_{C1} = 0,5$ mA și $I_{C2} = 25$ mA se calculează :

$$\alpha(0,5) - \alpha(25) = 0,34 \text{ mV/}^\circ\text{C}.$$

Această valoare teoretică este confirmată de rezultatele experimentale date în tabelul 1.

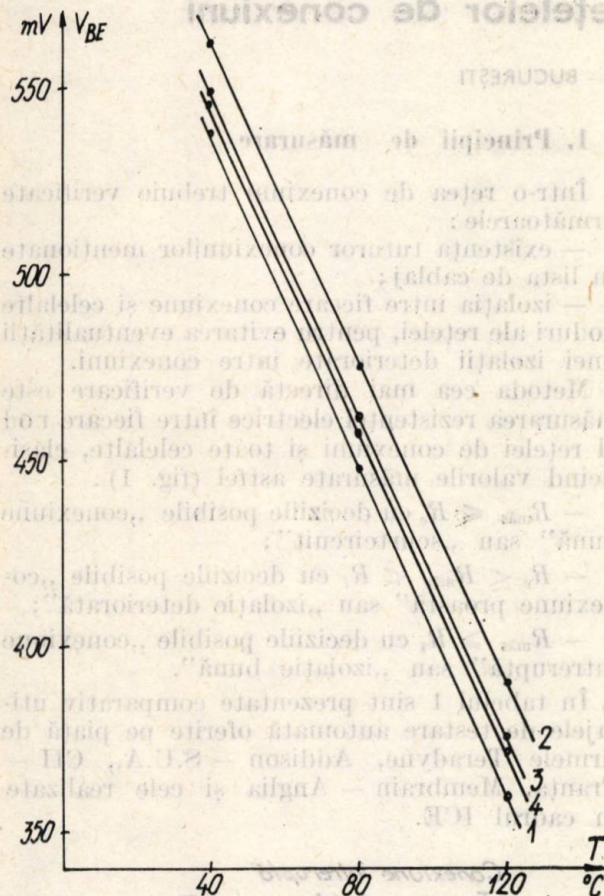


Fig. 1. Variația cu temperatura a tensiunii emitor-bază, în condițiile de polarizare $I_C = 0,5$ mA, $V_{CE} = 5$ V, pentru 4 tranzistoare de tipul 2N3553 din microproducția I.C.C.E.

3. Concluzii

Din cele arătate mai sus se desprinde o concluzie în ceea ce privește valoarea curentului de măsură care trebuie adoptată în măsurătoarea de rezistență termică a tranzistoarelor. Curentul de măsură trebuie ales cât mai mic posibil deoarece:

— eroarea datorită rezistenței serie de emitor care apare în determinarea coeficientului α este neglijabilă numai la densități de curent J_C mici.

— curentul de măsură trebuie să nu încălzească structura, totuși nu trebuie să se coabore la valori I_C atât de mici încât relația (1) să nu mai fie valabilă.

În acest sens, se poate stabili ca limită inferioară curentul de colector la care cistigul static scade cu un ordin de mărime față de valoarea sa maximă.

Din cele arătate în secțiunile anterioare se desprinde și concluzia importantă că sensibilitatea la temperatură a tranzistoarelor exprimată prin coeficientul α nu prezintă variații

importante de la un dispozitiv la altul din același lot de fabricație (cel mult 5%).

În practică, s-a constatat că în cadrul aceleiași lot de fabricație unele tranzistoare manifestă o tendință de ambalare atât în regim sta-

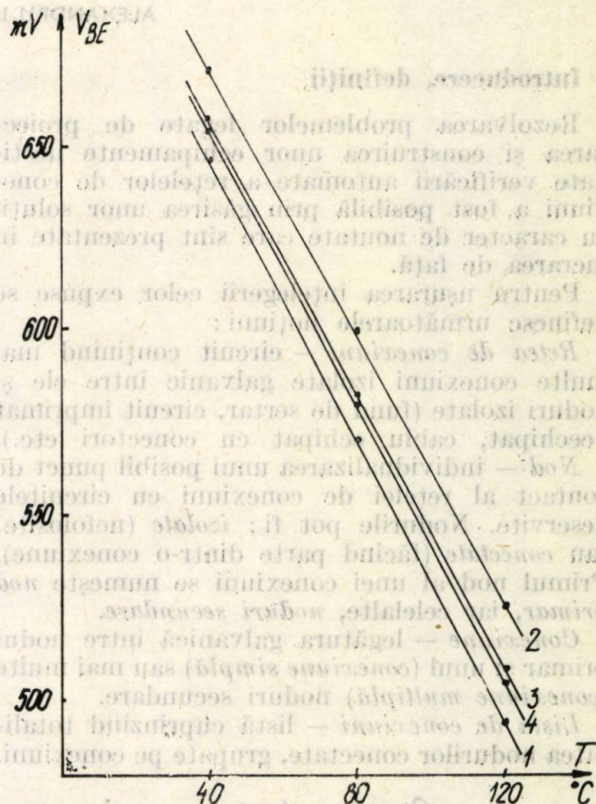


Fig. 2. Variația cu temperatura a tensiunii emitor-bază, în condițiile de polarizare $I_C = 25$ mA, $V_{CE} = 5$ V, pentru aceleași tranzistoare.

tic, cât și în regim dinamic. Aceasta trebuie pusă pe seama unei dispersii importante a rezistenței termice joncțiune-capsulă a tranzistoarelor [7].

Bibliografie

- [1] Moll, I. L. și Ross, I. M. Dependence of transistor parameter on the distribution of base layer resistivity. In: Proceedings of IRE, Vol. 44, 1956, pp. 72-78.
- [2] Gummel, H. K. A charge control relation for bipolar transistors. In: Bell System Technical Journal, Vol. 49, No. 1, 1970, pp. 115-120.
- [3] Van Overstraeten, R. J., De Man, H. I., Mertens, R. P. Transport equations in heavy doped silicon. In: IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. ED-20, No. 3, 1973, pp. 290-298.
- [4] Kauffman, W. L., Bergh A. A., The temperature dependence of ideal gain in double diffused silicon transistors. In: IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. ED-15, 1968, pp. 732-735.
- [5] Buhanan, D. Investigation of current gain temperature dependence in silicon transistors. In: IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. ED-16, 1969, pp. 117-124.
- [6] De Man, H. J. The influence of heavy doping on the emitter efficiency of bipolar transistors. In: IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. ED-18, No. 10, 1971, pp. 833-835.
- [7] *** Aspecte ale evaluării tranzistoarelor de radiofrecvență în microproducție la ICCE. Comunicare la sesiunea științifică ICCE — IPRS — IPB — București, iunie 1976.

CZ 621.311.161

REȚELE DE CONEXIUNI
VERIFICARE AUTOMATĂ

Verificarea automată a rețelilor de conexiuni

ALEXANDRU IACOB * — BUCUREȘTI

Introducere, definiții

Rezolvarea problemelor legate de proiectarea și construirea unor echipamente destinate verificării automate a rețelilor de conexiuni a fost posibilă prin găsirea unor soluții cu caracter de noutate care sînt prezentate în lucrarea de față.

Pentru ușurarea înțelegerii celor expuse se definesc următoarele noțiuni:

Rețea de conexiuni — circuit conținînd mai multe conexiuni izolate galvanic între ele și noduri izolate (fund de sertar, circuit imprimat neechipat, cablu echipat cu conectori etc.).

Nod — individualizarea unui posibil punct de contact al rețelei de conexiuni cu circuitele deservite. Nodurile pot fi: *izolate* (nefolosite) sau *conectate* (făcînd parte dintr-o conexiune). Primul nod al unei conexiuni se numește *nod primar*, iar celelalte, *noduri secundare*.

Conexiune — legătura galvanică între nodul primar și unul (*conexiune simplă*) sau mai multe (*conexiune multiplă*) noduri secundare.

Lista de conexiuni — listă cuprinzînd totalitatea nodurilor conectate, grupate pe conexiuni.

1. Principii de măsurare

Într-o rețea de conexiuni trebuie verificate următoarele:

— existența tuturor conexiunilor menționate în lista de cablaj;

— izolația între fiecare conexiune și celelalte noduri ale rețelei, pentru evitarea eventualei unei izolații deteriorate între conexiuni.

Metoda cea mai directă de verificare este măsurarea rezistenței electrice între fiecare nod al rețelei de conexiuni și toate celelalte, clasificînd valorile măsurate astfel (fig. 1):

— $R_{\text{măs}} \leq R_c$ cu deciziile posibile „conexiune bună” sau „scurtcircuit”;

— $R_c < R_{\text{măs}} < R_i$ cu deciziile posibile „conexiune proastă” sau „izolație deteriorată”;

— $R_{\text{măs}} \geq R_i$ cu deciziile posibile „conexiune întreruptă” sau „izolație bună”.

În tabelul 1 sînt prezentate comparativ utilajele de testare automată oferite pe piață de firmele Teradyne, Addison — S.U.A., CII — Franța, Membrain — Anglia și cele realizate în cadrul ICE.

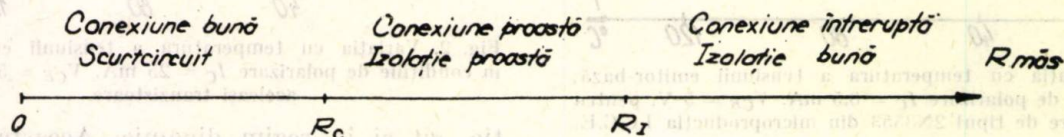


Fig. 1. Deciziile posibile în funcție de valoarea măsurată a rezistenței.

Tabelul 1

Firma	Tipul utilajului	R_c	R_i	Frecv. de măs. Timp total	Nr. maxim de noduri
Teradyne	N123	10 Ω	—	—	8 000
	N131	300 Ω	—	1 min/2000	3 456
	N151	—	5 K Ω ... 1 M Ω	2 min/10000	128 000
Addison	MazeMaster MM-C-99	x	—	—	49
	AutoScan AS-99-D	x	—	—	99
	AutoTrak AT-xx-KDA	x	—	100 KHz	9 999
	BITS	x	—	4 min/6000	9 999
CII	JM57	70 Ω	—	100 KHz 5 min/4500	6 656
Membrain	MB8192	x	—	1 MHz 3 min/10000	65 535
ICE	TC-04	100 Ω	100 M Ω	15 Hz	59
	TC-05	100 Ω	500 K Ω	300 KHz	59
	TC-16K	100 Ω	500 K Ω	300 KHz	16 383

* Iacob, Al. este ing. principal la Întreprinderea de calculatoare electronice București.

x — limită nespecificată în documentație.

Se observă că unii constructori nu indică valorile limitelor de clasificare, iar introducerea clasificării valorilor măsurate după două limite este un avans obținut de noile verificatoare automate. În cazul în care măsurătorile se fac cu o singură limită de clasificare, corectitudinea măsurătorii este maximă când această limită se află la mijlocul scării valorilor, adică în jurul valorii de 10 Kohmi.

După cum se vede, nu se pune problema alegerii prea scrupuloase a limitelor R_c și R_i . Într-o rețea de conexiuni o rezistență sub câteva sute de ohmi este în mod cert dovada existenței unei conexiuni, efortul tehnic pentru coborîrea limitei R_c în domeniul subohmilor fiind inutil și costisitor.

2. Filozofia verificării automate

Schimbarea automată a poziției nodurilor între care se face măsurătoarea este denumită baleierea nodurilor.

Se notează cu N numărul nodurilor în rețeaua de conexiuni verificată, cu i nodul curent, în raport cu care se măsoară succesiv rezistența electrică a unui al doilea nod j . Pentru fiecare poziție a lui i nodul j baleiază restul pozițiilor, astfel că se poate denumi nodul i „nod lent”, iar nodul j „nod rapid”.

Dacă pentru fiecare valoare a lui i , j ia toate valorile între 1 și N , rezistența R_{ab} între două noduri a și b va fi măsurată de două ori: când $i = a$, $j = b$ și când $i = b$, $j = a$. Pentru eliminarea dualismului măsurătorii se poate impune ca j să ia valori între 1 și i sau între i și N . Din acest punct de vedere există trei moduri de baleiere a nodurilor rețelei de conexiuni:

- baleiere totală — când $1 \leq j \leq N$;
- baleiere crescătoare — când $1 \leq j \leq i$;
- baleiere descrescătoare — când $i \leq j \leq N$.

În ceea ce privește sensul acestei baleieri ea poate fi executată în sens direct rezultând o baleiere *directă*, sau în sens invers și atunci rezultă o baleiere *inversă*.

În figura 2 este prezentată schema de funcționare a unui verificator automat de cabluri care verifică existența legăturilor între nodurile corespondente aflate la cele două capete ale cablului și care folosește baleierea crescătoare directă realizată cu numărători electronice și comutatoare cu tranzistoare.

Se observă că inițializarea se face cu $i = 0$, $j = 0$ și este foarte ușor de realizat în cazul elementelor electronice. Baleierea se face direct prin $j := j + 1$ până când $j = i$, după care urmează avansarea poziției lui i prin $i := i + 1$ și reinițializarea valorii lui j prin $j := 0$. Terminarea verificării are loc atunci când nodul curent i a trecut de ultima conexiune existentă, ajungând la valoare $L + 1$, unde L este numărul conexiunilor simple existente.

În cazul rețelelor de conexiuni conținând și conexiuni multiple intervin următoarele considerente:

— dacă nodul curent i ajunge nodul primar al unei conexiuni, legătura cu toate nodurile

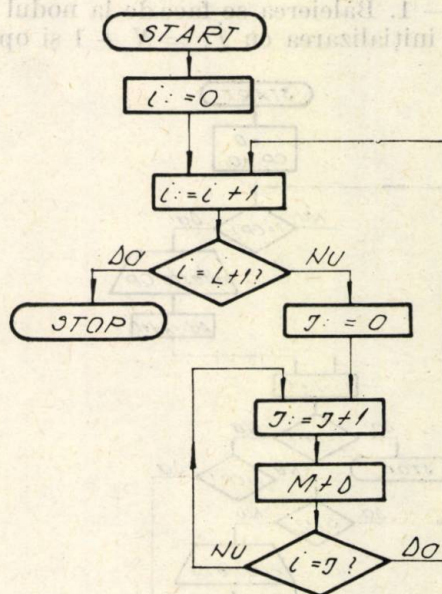


Fig. 2. Funcționarea unui testor de cabluri cu baleiere crescătoare directă.

secundare ale conexiunii se poate verifica numai prin baleiere totală sau descrescătoare;

— nodurile izolate trebuie verificate și ele pentru a elimina eventualele conexiuni făcute la aceste noduri izolate;

— când nodul curent i ajunge într-unul din nodurile secundare ale unei conexiuni, s-ar verifica legăturile cu nodurile rămase, legături care au fost verificate atunci când nodul i era nodul primar. Rezultă o încărcare nerațională a listei de cablaj, încărcare care se poate elimina prin trecerea în lista de cablaj doar a conexiunilor care pornesc din nodul primar și renunțarea la verificarea conexiunilor din nodul secundar. O modalitate de realizare practică a acestui lucru este asocierea la fiecare adresă din lista de cablaj a doi indici P și S cu următoare semnificație:

$P = 1$ — indică adresa unui nod primar;

$S = 1$ — indică adresa unui nod secundar în care nu se mai face verificarea nici unei conexiuni.

Pentru a ilustra modul de manipulare a indicilor P și S , se arată în figura 3 modul de funcționare a unui verificator automat de rețele de conexiuni cu baleiere descrescătoare inversă realizată cu numărători electronice și comutatoare cu tranzistoare.

În această schemă funcțională intervin următoarele elemente noi:

CP — adresa din lista de cablaj care indică nodul primar al conexiunii verificate;

CS — idem pentru nodul secundar;
 Ad — numărătorul de adrese al memoriei care conține lista de cablaj.

Avansarea poziției nodului i se face prin operația $i := i + 1$, iar baleierea inversă prin $j := j - 1$. Baleierea se face de la nodul ultim N , prin inițializarea cu $j := N + 1$ și operația

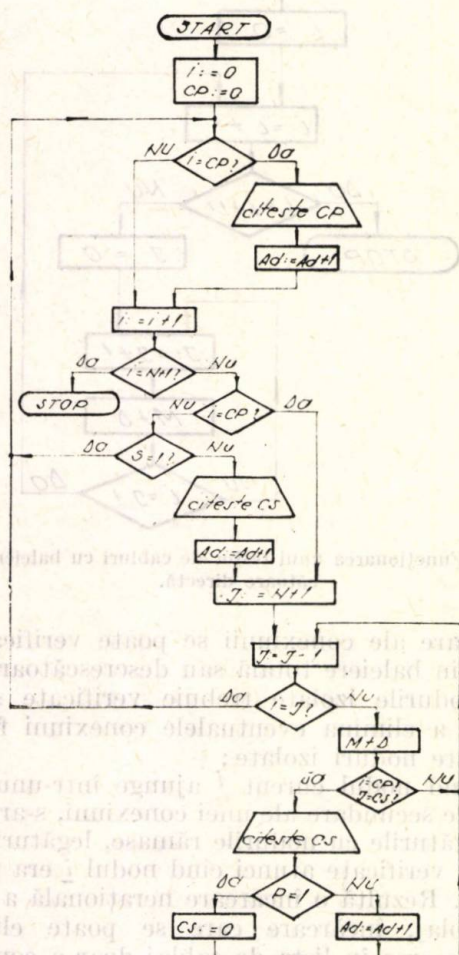


Fig. 3. Funcționarea unui testor automat de rețele de conexiuni cu baleiere descrescătoare inversă.

$j := j - 1$, până la nodul curent i , prin comparația $i = j$. Identificarea celor două poziții ale nodurilor i și j cu lista de cablaj se face prin comparațiile $i = CP$, $j = CS$.

Citirea unei noi adrese CP din lista de cablaj se face numai dacă au fost verificate și eventualele noduri izolate dintre ultimile două noduri primare menționate în lista de cablaj și conexiunile ultimului nod primar, deci atunci când se reîncepe ciclul de verificare în condiția $i = CP$. Următoarea condiție $i = CP$ asigură verificarea nodurilor izolate care urmează nodul verificat până la nodul CP din lista de cablaj. Când nodul i ajunge pe poziția CP , dacă $S = 1$ se renunță la verificarea acestui nod, iar dacă $S = 0$ are loc verificarea conexiunii având nodul primar CP deci se citește adresa primului nod secundar în CS și începe bale-

ierea inversă de la nodul N prin $j := j - 1$ până când j ajunge pe poziția indicată de CS ($j = CS$) când are loc citirea următorului nod secundar, baleierea continuând prin $j := j - 1$. Când j ajunge pe poziția ultimului nod secundar, citirea unei noi adrese va conduce la introducerea în CS a adresei următorului nod primar, adresă care are $P = 1$. În acest caz se anulează conținutul lui CS prin $CS = 0$. De asemenea, se observă, că avansarea numărătorului de adrese are loc prin $Ad := Ad + 1$ după fiecare citire din lista de cablaj cu excepția cazului menționat, când $P = 1$.

3. Sisteme de baleiere a nodurilor

Baleierea nodurilor se face cu ajutorul a două dispozitive, unul (notat cu A) cu mișcare lentă, asigurând selectarea nodului curent i și altul (notat cu B) cu mișcare rapidă, asigurând selectarea nodului j . Măsurarea rezistenței R_{ij} se realizează prin aplicarea unei tensiuni cu ajutorul dispozitivelor A și B între nodurile i și j și măsurarea curentului rezultat. În realizarea practică a circuitelor de baleiere va trebui să se țină seamă de următoarele considerente:

- este necesară limitarea curentului prin R_{ij} pentru cazul $R_{ij} = 0$ (scurtcircuit);
- construcția celor două dispozitive trebuie să țină seama de polaritatea tensiunii de încercare: unul va fi conectat la borna $+$, iar celălalt la borna $-$;
- întrucât rolul dispozitivelor A și B poate fi inversat (A pentru nodul i și B pentru nodul j sau A pentru nodul j și B pentru nodul i) alegerea se va face în funcție de soluția constructivă adoptată pentru dispozitivele A și B și pentru circuitele de măsurare.

Din punct de vedere constructiv dispozitivele A și B pot fi:

- electromecanice — căutătoare telefonice pas cu pas;
- electronice — numărătoare electronice și elemente de comutație statică;
- hibride — numărătoare electronice care comandă relele.

Căutătoarele telefonice pas cu pas și relele permit măsurarea lui R_i la tensiuni mari (sute de volți) și creșterea valorii lui R_i la sute de megohmi, însă au viteză mică de comutare (10).

Elementele de comutație statică au viteză mare de lucru, însă impun valori mai mici pentru R_i (datorită curentilor reziduali), precum și tensiuni de verificare modeste.

În figura 4 sînt prezentate variante de baleiere a nodurilor rețelei de conexiuni prin intermediul tranzistoarelor bipolare avînd următoarele caracteristici:

- în varianta a curentul de bază al tranzistorului NPN trece și prin dispozitivul de măsur-

rare a curentului. Micșorînd curentul de bază prea mult scade și curentul de colector;

— în varianta *b* se elimină acest dezavantaj înlocuind tranzistorul cu unul PNP, însă cu-

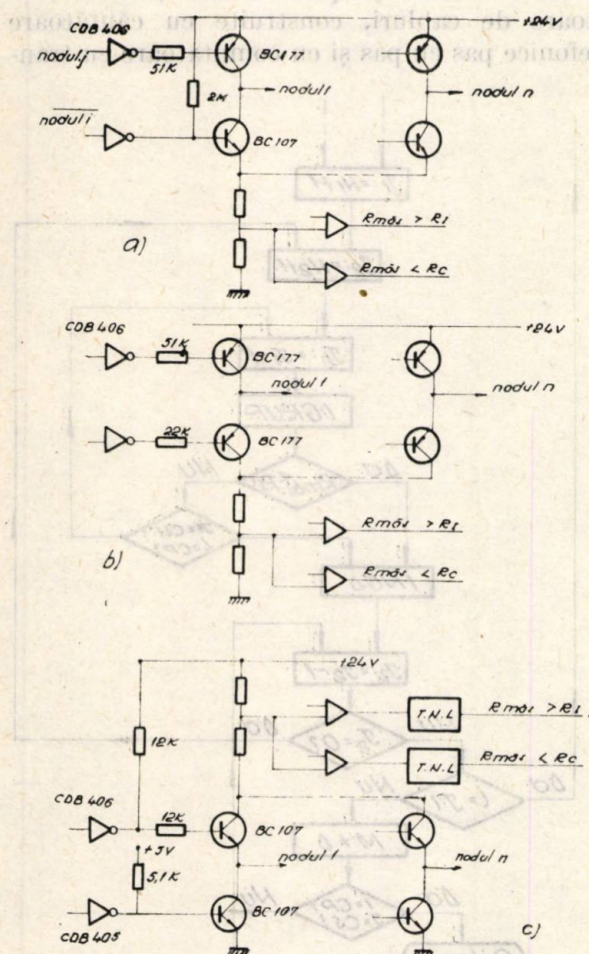


Fig. 4. Sisteme de baleiere cu tranzistoare bipolare.

renții reziduale ai tranzistoarelor PNP sînt, în general, mai mari și se însumează în dispozitivul de măsurare a curentului;

— în varianta *c* curenții reziduali sînt mai mici însă apar dificultăți privind alimentarea comparatoarelor ce formează circuitele de măsurare a curentului și refacerea nivelelor semnalelor de la ieșirea comparatoarelor.

În construcțiile realizate s-a adoptat ultima variantă ca fiind optimă în condițiile existente.

În figura 5 este prezentată schema bloc a verificatorului de cabluri funcționînd conform schemei din figura 2, capabil să verifice cabluri cu maximum 59 conexiuni.

Cele două numărătoare *A* și *B* determină prin decodificările și driverii asociați poziția nodurilor *i* și *j*. La ieșirea circuitelor de măsurare — două comparatoare, cite unul pentru fiecare limită de comparație — este amplasat circuitul de decizie.

În cazul apariției unei erori aceasta determină înscrierea bistabilului de eroare și blocarea numărătorului de faze, adică oprirea baleierii și indicarea tipului și adreselor defectului găsit.

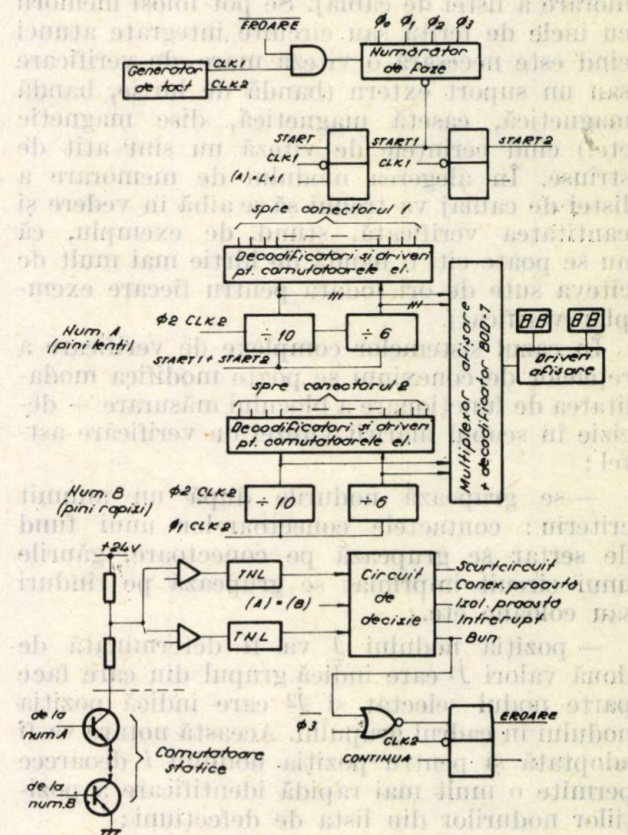


Fig. 5. Schema-bloc a testorului de cabluri TC-05.

4. Mărirea vitezei de verificare

În scopul mării vitezei de verificare se poate acționa asupra:

- modului de baleiere;
- tipului constructiv al dispozitivelor de baleiere;
- perifericelor utilizate;
- modului de lucru al blocului măsurare + decizie.

În calculul timpului necesar verificării unei rețele cu *N* noduri va trebui să se țină seama că în total trebuie baleiate:

- N^2 noduri în cazul baleierii totale directe;
- $N(N-1)$ noduri în cazul baleierii totale inverse;
- $\frac{N(N+1)}{2}$ noduri în cazul baleierii crescătoare sau descrescătoare.

Rezultă că, din punct de vedere a mării vitezei de verificare se va prefera baleierea crescătoare sau descrescătoare.

O influență deosebită asupra vitezei de verificare o are tipul constructiv ales pentru dispozitivele de baleiere. Vor fi preferate cele cu

din figura 6 și având performanțele din tabela 1 (TC—16K).

Bibliografie

- [1] CII 3670. Banc de controle JM 57, Tome I, 1970.
- [2] Membrain. Continuity/Wire Tester MB 8192, 1974
- [3] Teradyne. F397; N131 Computer-Operated Network Test System.
- [4] Teradyne. F442; N151 Computer-Operated Backplane Test System.

- [5] Teradyne. N123 Interconnection Test Equipment.
- [6] Addison. 5189; Test Instrumentation, 1975.
- [7] Addison. 5190; BITS — Backplane Integrated Test System, 1975.
- [8] Addison. AT—3—73—5M; AutoTrak Self-programming Fault Finder, 1973.
- [9] Addison. AAS—3—72—5M; AutoScan High Speed Portable Fault Finder, 1972.
- [10] V. M. Sleadin, K. N. Cerneșov. Automatizarea controlului circuitelor electrice, Ed. Tehnică, 1967.

CZ 621.317:537-7

CONVERSIE DE TENSIUNE
INTERVAL DE TIMP

Convertor (tensiune)⁻¹ — (interval de timp)

M. HÂNCU, I. MIHUȚ, M. BODEA, S. POLIZU* — BUCUREȘTI

Circuitul descris în această notă realizează conversia valorii inverse a unei tensiuni e_i într-un interval de timp T (măsurat de la aplicarea unui impuls de start).

Schema de principiu este dată în figura 1. Momentul de începere al conversiei este determinat de aplicarea impulsului de start, care

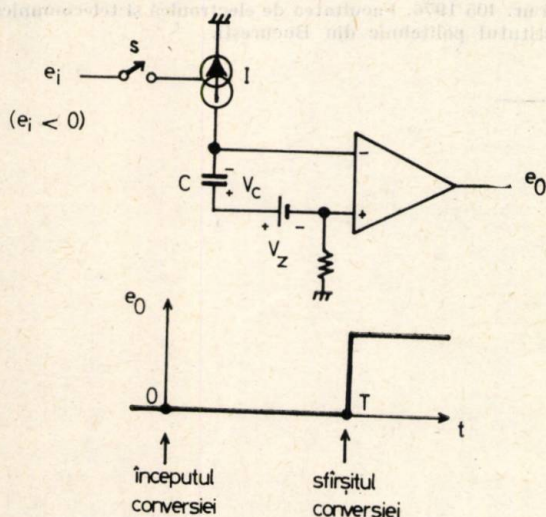


Fig. 1. Schema de principiu a convertorului (tensiune)⁻¹ — interval de timp.

comandă închiderea comutatorului S . Prin închiderea comutatorului S tensiunea de comandă e_i se aplică generatorului de curent comandat în tensiune I . Curentul I , proporțional cu tensiunea e_i , încarcă — în regim de curent constant — capacitorul C . În momentul în care

tensiunea V_C de pe capacitorul C depășește tensiunea de referință V_Z comparatorul CP își modifică nivelul tensiunii de la ieșire e_o semnalind sfârșitul intervalului de conversie.

Schema completă a convertorului este dată în figura 2. Sursa de curent este compusă din amplificatorul operațional OA_1 , tranzistorul Q_2 și rezistența R . Curentul dat de sursa de curent rezultă din relația:

$$I = \frac{e_i}{R} \quad (1)$$

Rezistența R_1 închide spre masă curentul de polarizare de la intrarea amplificatorului AO_1 .

Capacitorul C se încarcă de la $V_C = 0$ (începutul conversiei) până la $V_C = V_1 - V_2 = V_{Z1}$ (sfârșitul conversiei). Se observă că ambele capete ale capacitorului C sînt flotante. În acest fel se elimină necesitatea utilizării unei surse de curent bilaterale; totodată tranzistorul Q_2 este astfel menținut fără dificultate în zona de saturație (de tip pentodă) a caracteristicilor curent de drenă — tensiune drenă-sursă, fapt esențial pentru liniaritatea dependenței $I(e_i)$.

Tranzistoarele Q_1 și Q_3 funcționează ca comutatoare de mod de lucru. Deschiderea lui Q_1 determină începutul conversiei, iar cea a lui Q_3 stabilirea condițiilor inițiale (descărcarea capacitorului C).

Dioda Zener DZ_2 limitează tensiunea de ieșire a amplificatorului operațional OA_2 pentru a se evita supracomanda comparatorului.

Divizorul R_2, DZ_1, R_3 fixează potențialul V_1 la o valoare suficient de scăzută astfel încît să fie posibilă deschiderea tranzistorului Q_2 cu o tensiune de $+15$ V pe grilă.

* Ing. Hâncu, M., Mihuț, I., Bodea, M., Polizu, S. lucrează la Institutul politehnic — București.

Din descrierea dată schemei rezultă direct relația care caracterizează funcționarea:

$$T = \frac{CRV_{z1}}{e_i} \quad (2)$$

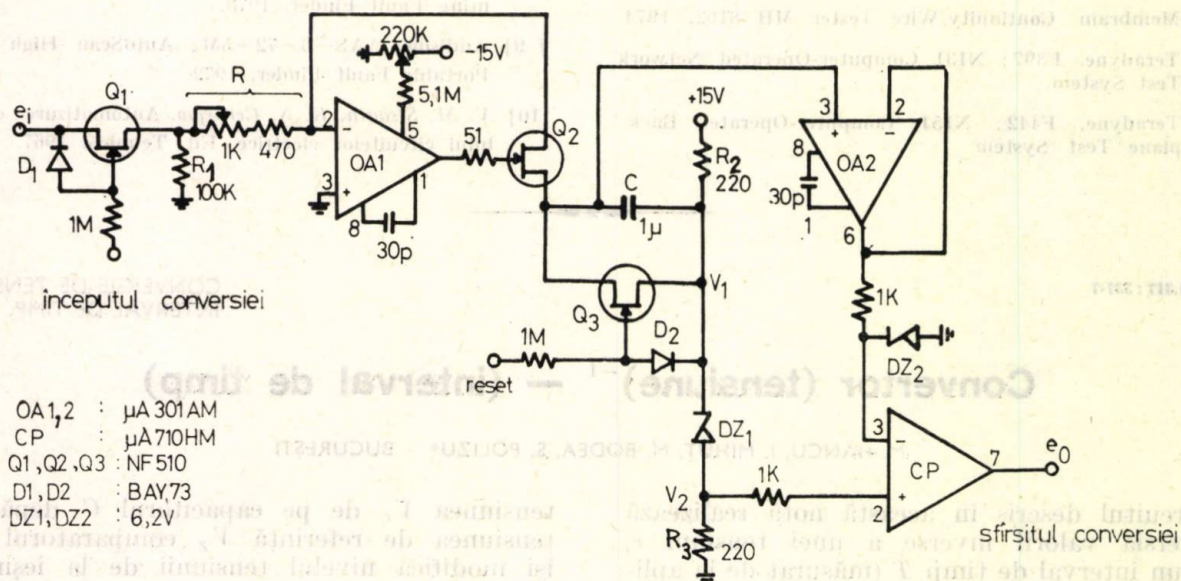


Fig. 2. Schema convertorului (tensiune) $^{-1}$ — interval de timp.

Convertorul descris în această notă a fost utilizat [1] într-un tahometru de joasă frecvență (5...1 000 rot/min) în care într-o primă

etapă se realizează o conversie perioadă—tensiune, iar într-o a doua etapă o conversie (tensiune) $^{-1}$ — interval de timp.

Intervalul de timp astfel obținut este proporțional cu turația.

Bibliografie

- [1] * * * Raport final la contractul de cercetare științifică nr. 405/1976, Facultatea de electronică și telecomunicații, Institutul politehnic din București.

MANIFESTĂRI ȘTIINȚIFICE ȘI TEHNICE

Creativitate și inventivitate — factori primordiali în transformarea cantității într-o nouă calitate

Ca elemente definitorii ale calității și eficienței în dezvoltarea economiei naționale — știința și tehnologia au participat la un amplu și fertil schimb de experiență cu prilejul „Săptămânii științei și tehnicii românești”, o importantă ilustrare a participării maselor de oameni ai muncii la activitatea de cercetare științifică și dezvoltare tehnologică — factori ai dinamizării progresului și civilizației.

Organizată și realizată sub înaltul patronaj al secretarului general al partidului, tovarășul Nicolae Ceaușescu, Săptămâna științei și tehnicii românești a constituit o prestigioasă manifestare a spiritului creator al poporului nostru, obținând un bogat bilanț al realizărilor dobândite în cercetare, proiectare, tehnologie de cele mai diverse categorii de oameni ai muncii, de muncitori, tehnicieni și ingineri, specialiști, studenți, elevi și cadre didactice.

Practica dezvoltării mondiale a demonstrat că ansamblul soluțiilor științifice și tehnologice de care dispune la un moment dat o țară, ca urmare a eforturilor proprii, reprezintă cea mai de seamă bogăție a acelei țări, a cărei valoare crește cu atât mai mult cu cât se consumă mai mult din ea. În condițiile țării noastre accesul larg la această bogăție, ca și contribuția largă la continua creștere a ei reprezintă una din caracteristicile principale ale procesului de adâncire a democrației noastre socialiste, ale politicii promovate de partidul nostru în direcția sporirii potențialului inteligenței tehnice și științifice naționale, prin participarea directă a tuturor oamenilor muncii la dezvoltarea științei și tehnologiei, la progresul general.

Promovarea cu prioritate a științei și progresului tehnic — unul dintre cele mai importante principii elaborate de Partidul Comunist Român, de tovarășul Nicolae Ceaușescu personal, a găsit un puternic ecou în această amplă manifestare a spiritului creator, materializându-se în reuniunea a peste 3 000 de oameni ai muncii de toate categoriile profesionale, de toate vîrstele într-un mare forum al inteligenței și creativității tehnico-științifice.

În cadrul acestei ample manifestări, organizată într-o concepție unitară, s-a deschis „Expoziția națională de creație științifică și tehnică”, au avut loc simpozionul pe țară „Bilanț și perspective în activitatea de creație științifică și tehnică”, plenara lărgită a Consiliului

Național pentru Știință și Tehnologie, simpozioanele pe ramuri și domenii de activitate.

Expoziția națională de creație științifică și tehnică, deschisă în pavilionul expozițional de la Casa Scintei, a reunit peste 9 000 de produse și tehnologii noi și îmbunătățite, sisteme noi și modernizate, care reprezintă, în fapt, potențialul uriaș al geniului științific și tehnic românesc.

În timpul vizitei de lucru făcută la expoziție secretarul general al partidului s-a întâlnit cu un mare număr de cercetători, proiectanți, specialiști, muncitori, cadre didactice și conducători ai ministerelor, centralelor și întreprinderilor, cu care a purtat un viu și fructuos dialog privind creșterea rolului științei și tehnicii în modernizarea și dezvoltarea rapidă a economiei naționale și a dat prețioase indicații pe linia accelerării introducerii progresului tehnic în întreaga economie.

Parcursul standurilor expoziției a relevat pregnant că oamenii muncii din toate sectoarele de activitate au căutat și au găsit soluții concrete în rezolvarea unor probleme prioritare și de vîrf pe care le ridică activitatea economică.

La fața locului creatorii produselor și tehnologiilor expuse au oferit vizitatorilor toate detaliile necesare legate de acestea facilitînd, în același timp, un larg schimb de experiență și idei. Schimbul de opinii a creat premise noi pentru îmbunătățirea și lărgirea cooperării între unități de cercetare și inginerie tehnologică și întreprinderile industriale în vederea asimilării unor noi creații tehnice.

Acțiunea de creație tehnico-științifică de masă a condus în perioada 1977—1978, la conceperea sau modernizarea a peste 40 000 de produse, 9 490 procedee tehnologice și 12 000 sisteme de conducere și organizare a producției și muncii. Numai în domeniul construcțiilor de mașini de exemplu, sporul de producție realizat prin contribuția creației tehnico-științifice în anul 1977 a fost de 450 milioane lei, concomitent cu o reducere a cheltuielilor pentru producție și investiții de 600 milioane lei și cu o diminuare a importului de mașini și utilaje, ca și de tehnologii moderne, valorînd 130 milioane lei valută. Economia națională beneficiază astăzi de noi sisteme de mașini cu comandă program și afișaj numeric, de mare complexitate tehnică, care asigură o

precizie în execuție de ordinul micronilor, de motoare electrice concepute pe baza unor soluții constructive de înaltă eficiență tehnică și economică. S-au făcut eforturi cu rezultate remarcabile în diversificarea gamei de echipamente moderne pentru extinderea prelucrării automate a datelor și proceselor tehnologice, în creșterea familiei de calculatoare românești „Felix”, paralel cu sporirea competitivității lor pe piața mondială. Remarcând maturitatea la care a ajuns industria noastră electronică, tovarășul Nicolae Ceaușescu a precizat că este momentul să se treacă la realizarea unor tipuri de calculatoare mari, la creșterea gradului de integrare a fabricației calculatoarelor, la reducerea importului de astfel de echipamente costisitoare.

Strinsa colaborare și cooperare între institutele ministerului în domeniul concepțional au condus la realizarea unor produse și tehnologii noi cu înalte performanțe tehnice. Printre acestea s-a remarcat „mașina de prelucrat prin electroeroziune cu electrod filiform și comandă numerică”, utilizată la decupări în metale dure și extradure, la fabricarea de matrițe, ștanțe, piese complexe — utilaj menit să ducă la creșterea productivității muncii și a calității produselor, realizat de ICPTCM, IPA și ICPE și distins cu premiul I pe țară și pe ramură în această importantă acțiune. De altfel, în cadrul ramurii construcții de mașini, electrotehnică, electronică și automatică s-au acordat 127 de distincții pentru cele mai reprezentative concepții, produse și tehnologii, printre care : mașina electrostatică de copiat MEC-1; convertizor static de frecvență pentru încăl-

zire tren LDH de 2 400 CP; echipament pentru acționare mori de ciment prin cicloconvertor (toate realizate la ICPE — București); tensometru electronic cu afișare numerică N-23/14.23; frecvențmetru numeric E-0204; distorsiometru E-0706 (produse la ICE-București); memorie dinamică ROM 2 560 (ICCE-București); echipament cu comandă numerică pentru agregate de electroeroziune „NUMEROM” CNC 450 AC (IPA); instalație de niturare prin bombardament ionic (intr. „Metalotehnica” — Tg. Mureș); mașină de prelucrat prin electroeroziune ELLER-01 (Electrotimiș, ICTCM, ICPE); stand pentru controlul fiabilității aparatelor de bord la autovehicule („Electroprecizie” — Săcele) și multe alte produse noi, perfecționări și modernizări care contribuie la introducerea tot mai activă a progresului tehnic în economia națională.

La închiderea „Săptămânii științei și tehnicii românești” a avut loc ședința comună a Biroului Executiv al Consiliului Național pentru Știință și Tehnologie și a Comisiei centrale de organizare a acțiunii de stimulare a participării maselor la creația științifică și tehnică în cadrul Festivalului național „Cântarea României”. Cu acest prilej, într-o atmosferă de înalt patriotism, participanții au adresat Comitetului Central al Partidului Comunist Român, secretarului său general, tovarășul Nicolae Ceaușescu o telegramă de mulțumiri pentru încrederea și sprijinul acordat științei și tehnologiei naționale, din partea tuturor oamenilor de știință, cercetătorilor, inginerilor, specialiștilor, muncitorilor din întreaga țară.

Greta Andrei

Tîrgul de primăvară de la — Leipzig 1978

Tradiționalul tîrg de primăvară de la Leipzig constituie pentru reprezentanții firmelor comerciale și vizitatorii de specialitate din întreaga lume un punct de atracție în ceea ce privește activitatea comercială și largul schimb de experiență. În această primăvară Leipzigul și-a deschis porțile pentru a găzdui circa 9 000 de expozanți din peste 60 de țări, între 12 și 19 martie.

În ansamblu, și această ediție a tîrgului a confirmat prestigiul de care se bucură Leipzigul ca centru comercial, deschizînd multiple posibilități pentru „un comerț mondial neîngrădit” și un fructuos schimb de experiență tehnico-științifică. De altfel, sutele de mii de vizitatori din aproape 100 de țări reprezintă cel mai bun argument al interesului cu care este privită această manifestare.

Firmele participante au prezentat, în cadrul ofertei lor, multiple noutăți, numeroase produse care corespund exigențelor de calitate și durabilitate impuse de epoca noastră. Deosebit de marcantă este prezența economică a țărilor socialiste, concretizată printr-un mare număr de produse de vîrf și procedee tehnologice moderne. În afară de R.D.G. la tîrg au fost prezentate ofertele a 300 de întreprinderi de comerț exterior, exprimînd programul de export al citorva mii de întreprinderi producătoare din 11 țări socialiste.

În oferta de comerț exterior a **Republicii Democrate Germane** o pondere deosebită a fost acordată metalurgiei, construcțiilor de mașini grele și instalații, mașinilor-unelte, electrotehnicii, tehnicii automatizării și electronicii, precum și tehnicii informaționale, prezentate de întreprinderi de comerț exterior ca: **Invest Export, WMW-Export-Import, Transportmaschinen Export-Import, Metallgiehandel GmbH, Elektrotechnik Export-Import, Robotron, Maschinen-Export, Glas Keramik, Wiratex și Heim-Electrie**. Aceste sectoare vitale pentru progresul tehnic, pentru dezvoltarea economică în ansamblu au expus, pe lângă bogatul sortiment de produse mai cunoscute, o serie de noutăți, modernizări și perfecționări. Printre realizările de vîrf, oferite pentru prima oară de țara gazdă, se pot menționa: sistemul de prelucrare electronică a datelor EC 1 055, utilizat atît la calculele științifice cît și în procesele moderne de conducere a economiei; mașina de găurit specială BWX, cu ajutorul căreia se obține creșterea productivității muncii cu 700 la sută; un excavator cu roată port-cupe fără avans, cu o capacitate de 3 100 metri cubi la o înălțime de 24 m și un aparat de măsurat în trei coordonate pentru scopuri industriale.

O bogată gamă de produse electrotehnice a fost prezentată de societatea de comerț exterior **Elektrotechnik Export-Import** în comun cu combinatele și întreprinderile din această sferă de producție: transformatoare de curent și de tensiune cuprinse între 66, 132, 245 și 420 kV, disjunctoare de aer comprimat, mașini electrice, materiale electrotehnice etc.

În domeniul tehnicii frigului firma **VEB Kombinat Luft und Kältetechnik** a expus o serie de agregate sub deviza „calitatea este obligația noastră, calitatea este succesul nostru”. Printre acestea sînt de menționat ventilatoare axiale, grupuri frigorifice cu circulație forțată — **ILKA**, compresoare **ILKA** seria 60-4, camere de studiu pentru materiale, celule frigorifice de joasă temperatură, refrigeratoare pentru fabricarea înghețatei și alte echipamente frigorifice.

Tehnica automatizării a fost prezentă cu produse ale **VEB Kombinat Elektroprojekt und Anlagenbau, VVB Automatisierungs und Elektroenergie Anlagen, VEB Geräte und Regler — Werke Telton Zentraler Anlagenbau der BMSR Technik** și ale altor întreprinderi. Acest sector a prezentat o seamă de micromașini de calcul pentru automatizarea proceselor de producție; microprocesoare pentru automatizarea coloanelor de distilare; echipamente de automatizare pentru blocuri energetice cu capacitatea de 500 MW și altele.

Performanțele electronicii de interior materializate în aparate de radio și televizoare, produse în R.D.G. au fost evidențiate într-o interesantă expoziție a firmei **R.F.T.** în căsă-tîrg „Handelshof”. Această expoziție a **R.F.T.** a cuprins televizoare, posturi de radio, electrofoane, casetofoane, antene și accesorii. Ea a fost orientată pe două centre: salonul de televizoare și salonul stereo ale căror aparate se disting prin calitatea superioară. Domeniul televizoarelor, prezent prin seriile „Chromat” și „Chromalux” televizoare policrome, complet tranzistorizate cu ecranul de 61 cm. Gama de televizoare alb-negru a fost completată cu aparate portative din seria „combi-vision” cu ecranul de 31 cm, de asemenea, tranzistorizate în întregime.

Aparatele optice produse de **VEB Carl Zeiss Jena** și expuse la ediția de primăvară a tîrgului din Leipzig s-au bucurat de aprecierea vizitatorilor de specialitate. Se pot menționa printre acestea difractometrul röntgen universal **HZG-4** în cîteva variante, destinat măsurării difuzării iradiației röntgen ca și a intensității integrale a razelor emanate; coordonatograful de precizie **120 × 120** folosit în lucrări de desen și cartografie, în sistemul dreptunghiular de coordonate; spectrocolori-

metrul „SPEKOL-20” cu aplicații în analize chimice ea, de exemplu, determinarea difuziei luminii, a concentrației substanțelor existente în diverse soluții etc.

Un bogat program de conferințe pe domenii de specialitate, completate cu ample demonstrații practice au întregit calitatea ofertei țării gazdă.

Republica Socialistă România a fost prezentată la ediția de primăvară a tirgului de la Leipzig pentru cea de-a 29-a oară, cu 13 întreprinderi de comerț exterior cu produse de export din 11 ramuri ale tehnicii și bunurilor de consum. Oferta românească a ocupat o suprafață mărită față de anii trecuți. În șase pavilioane de tirg și în aer liber au suscitât un deosebit interes strungurile carusel, mașinile de găurit, mașinile de frezat, roțile dințate, mașinile de scule, motoarele de curent continuu și alternativ, elementele de automatizare, transformatoarele cu carcasă de aluminiu, macheta locomotivei diesel electrice de 4 000 CP (2 900 kW) și cea a locomotivei electrice de 5 100 kW etc.

Pentru prima oară la Leipzig, România a expus un stand cu produse pentru prelucrarea datelor. Ramura electrotehnică a oferit, printre noutăți: **motoarele electrice asincrone trifazate de înaltă tensiune**, pentru atmosferă explozivă cu mod de protecție și siguranță mărită tip MIB 2 Ex.e.II.T3. 400Y-100-4; cu rotorul în scurtcircuit, în construcție închisă (grad de protecție IP 44) și de formă constructivă IMB 3. Lagărele motorului sunt pe rulmenți; casetele rulment sunt prevăzute cu ungătoare cu bilă și cu supape pentru evacuarea unsorii uzate, facilitând ungerea în timpul funcționării. Înfășurarea statorică (din conductorii de cupru în clasă de izolație F) este prevăzută cu termorezistențe din platină pentru supravegherea încălzirii. Coliviile rotorice ale motoarelor sunt cu bare înalte blocate în cresa, tătură pentru prevenirea scintei. Răcirea se realizează prin autoventilare în circuit închis cu ajutorul unui schimbător de căldură de tip aer-aer. Motoarele pot fi pornite prin cuplare directă la rețeaua de alimentare.

Motoarele sunt destinate să funcționeze în regiuni cu climat temperat, în încăperi închise, lipsite de agenți corosivi, și în sectoare industriale unde este posibilă formarea amestecurilor explozive, de gaze, vapori, ceață sau praf.

Au prezentat, de asemenea, interes **motoarele de înaltă tensiune de 6 kV, 50 Hz, tip MIP2 450 Y** cu turație sincronă de 500 rot/min

($2p = 12$ poli), având puterea de 160 kW, turația nominală de 492 rot/min, randamentul 92%, factorul de putere — 0,7 și curentul nominal — 24 A; **transformatoarele de măsură de curent pentru montaj exterior tip CESU k, h, i** de 400 kV destinate pentru măsură și protecție în instalațiile electrice de exterior cu tensiune nominală de 400 kV, la frecvența de 50 Hz. Aceste transformatoare au izolația din hirtie impregnată în ulei sub vid, sint în construcție etanșă cu pernă de vid, fapt ce asigură o păstrare a calității uleiului în regim de lucru normal. Ele se caracterizează printr-o rigiditate electrică ridicată atît la tensiuni de frecvență industrială, cit și la solicitări cu tensiuni de șoc și, de asemenea, printr-o izolație cu factor de pierderi dielectrice redus și fără îmbătrânire; **transformatoarele de măsură de tensiune capacitive** pentru montaj exterior tip **TECU** — 400 kV cu utilitate pentru măsură, protecție și legături de comunicație prin curenți de înaltă frecvență, în instalațiile electrice exterioare cu tensiunea nominală de 400 kV și frecvența de 50 Hz. Ele se compun dintr-un divizor de tensiune capacitiv și un circuit magnetic de medie tensiune. Elementele inductive sint plasate într-o cuvă închisă ermetic și sint impregnate și cufundate în ulei de transformator. Pe cuvă sint montate rigid una, două sau trei unități de condensatoare, care formează divizorul capacitiv. Condensatoarele divizorului capacitiv sint de tip cu foi metalice, izolate cu hirtie impregnată în ulei mineral.

Transformatoarele tip **TECU** se livrează la cererea beneficiarului în execuție normală sau TH, de către întreprinderea „Electroputere” — Craiova, în două variante:

1. **TECU** varianta 0 — fără separator și fără dispozitiv de acord linie.
2. **TECU** varianta S — cu separator de punere la pământ a bornei de înaltă frecvență.

Pe lîngă cele arătate mai sus oferta românească de produse electrotehnice la Tirgul de primăvară din Leipzig a mai cuprins motoare electrice asincrone trifazate tip **MIP2**, convertizoare de sudură tip **CSCA-250 A**, convertizoare de sudură tip **CS 125, 315 3, 350 5**, cabluri electrice pentru transportul curenților și pentru telefonie și alte produse care s-au bucurat de aprecierea specialiștilor.

Participarea tradițională a României la tirgurile de la Leipzig ca și a R.D.G. la tirgurile românești contribuie la o bună dezvoltare a relațiilor comerciale dintre cele două țări, livrările reciproce de produse aflîndu-se în continuă creștere.

G.A.

Cum puteți populariza produsele d-v?
Alegînd tehnicile ultramoderne,

1978 AUG 24

Alegînd semiconductoarele!

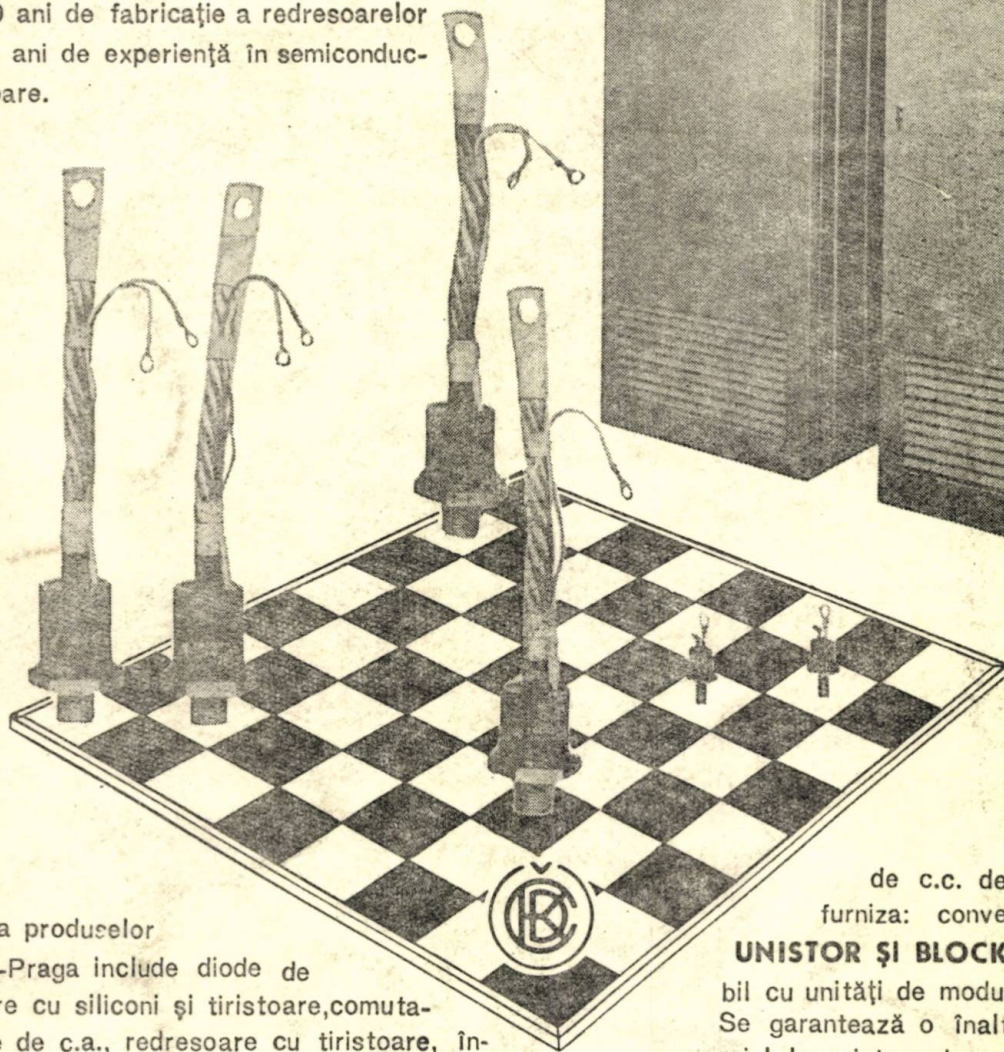
Întreprinderea de comerț exterior
PRAGOINVEST — PRAGA vă poate
furniza produse semiconductoare care
vor satisface cerințele d-voastră.

Sînt produsele întreprinderii **ČKD-Praga**
care înseamnă:

100 ani de tradiție

40 ani de fabricație a redresoarelor

15 ani de experiență în semiconduc-
toare.



Gama produselor

ČKD-Praga include diode de
putere cu siliconi și tiristoare, comuta-
toare de c.a., redresoare cu tiristoare, în-
cărcătoare de baterii automate, stații de
conversie pentru mijloacele de transport pe
cale ferată și urban, unități de excitație
cu tiristoare etc.

Produsele noastre semiconductoare vor satisface cerințele viitorului.

Orice detalii asupra produselor semiconduc-
toare, întreprinderea ČKD vi le furnizează
la cerere.

PUBLICOM

Pentru montajele
de c.c. de orice tip, vă putem
furniza: convertoare cu tiristoare

UNISTOR ȘI BLOCKDYUS, sistem varia-
bil cu unități de modulație cu ieșiri MW.
Se garantează o înaltă precizie prin pro-
priul lor sistem de control. Convertoarele
cu tiristoare sînt folosite pentru instalațiile
de comandă a morilor de măcinat mari, ma-
șini-unelte, mașini pentru hîrtie etc.

pragoinvest

P. O. Box 890
PRAGA-Cehoslovacia

E 2040

66

Victor H.



Electrotehnica Electronica Automatica

TIB—1978 (5—14.10.1978)

LOCTITE

- materiale plastice fluide ;
- se aplică direct pe sticlă ;
- se simplifică construcția și producția ;
- se mărește siguranța și exploatarea ;
- se economisesc materiale de construcție și cheltuieli de lucru.

LOCTITE

- o nouă metodă pentru a fixa șuruburi ;
- a etanșa țevi și conducte ;
- a fixa axe și lagăre ;
- a lipi diferite materiale.

LOCTITE

- o nouă tehnică de legătură din U.S.A. valabilă pentru toate ramurile industriale ;
- automobile mașini, pompe, construcții de motoare, angrenaje, pneumatică, hidraulică, electronică, electrotehnică, mecanică fină, optică etc.

LOCTITE

- Prezintă gratuit demonstrații și dă consultații tehnice, direct la standul expozițional. Merită să-l vizitați.
- *****

1978 NOV 14



ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA

Anul 22

Nr. 3

septembrie 1978

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA

CUPRINS

CZ 621.3.012.8 : 621.315

STRUCTURI METAL-OXID-SEMICONDUCTOR
LINII DE TRANSMISIE
CIRCUITE INTEGRATE

Bârsan, M. R. : Studiul propagării sarcinii într-o linie de
transmisie MOS cu poartă rezistivă.

E.E.A. — Automatica și electronica 22, nr. 3, sep 1978, p. 81

Se analizează procesul de transport al sarcinii electrice
libere într-o structură MOS cu poartă rezistivă, utilizabilă ca
linie de bit în memorii cu acces aleator sau ca linie de întârziere
pentru semnale digitale.

CZ 621.385

DISPOZITIVE SEMICONDUCTOARE
LINII DE TRANSMISIE
CIRCUITE INTEGRATE

Dan, P. Al., Seremeta, D. : Analiza timpului de viață a purtă-
torilor în exces în dispozitive semiconductoare de tensiune
ridicată.

E.E.A. — Automatica și electronica 22, nr. 3, sep 1978, p. 90

Lucrarea prezintă procedee de analiză și măsurare a timpu-
lui de viață a purtătorilor în exces în zona slab dopată a unor
dispozitive semiconductoare de tensiune ridicată. Se poate
studia atât timpul de viață pe dispozitive finite, cât și evoluția
acestui în cursul procesului tehnologic. Valoarea măsurată
este afectată de recombinarea la suprafața laterală, fiind pos-
ibilă separarea și cunoașterea efectelor de volum, respectiv
de suprafață.

CZ 681.11 : 621.316

COMUTARE AUTOMATĂ
CRONOMETRU NUMERIC

Bodea, M., Dănilă, Th. : Schema pentru comutarea automată
a scalelor de măsură la un cronometru numeric.

E.E.A. — Automatica și electronica 22, nr. 3, sep 1978, p. 98

Lucrarea descrie o schemă de comutare automată a scalelor
de măsură utilizată la un cronometru numeric.

CZ 621.382.333

CIRCUITE INTEGRATE BIPOLARE
CONVERTOR DIGITAL ANALOG

Vild-Maior, A., Bodea, M. : Asupra distribuției curenților de
injector într-o structură de convertor D/A.

E.E.A. — Automatica și electronica 22, nr. 3, sep 1978, p. 100

În lucrare se prezintă o metodă originală de formulare și
pentru distribuția curenților de injector într-o structură-test
de convertor D/A.

CZ 621.372.4

CIRCUITE ELECTRICE NELINIARE
SURSE COMANDATE
ECUAȚII DE STARE
CUPLAJE MAGNETICE
ELEMENTE ÎN EXCES

Iordache, M. : Ecuațiile de stare ale circuitelor electrice ca
surse comandate, elemente în exces și cuplaje magnetice.

E.E.A. — Automatica și electronica 22, nr. 3, sep 1978, p. 104

În lucrare se prezintă o metodă originală de formulare și
seriere a ecuațiilor de stare, sub formă normală (canonică),
pentru circuitele electrice liniare (neliniare) ce conțin surse
comandate diport de orice tip, cuplaje magnetice și elemente
în exces.

Metoda expusă se bazează pe simularea cuplajelor magnetice
cu surse ideale de tensiune comandate în curent, liniare sau
neliniare, după cum bobinele cuplate magnetic sînt liniare,
respectiv neliniare.

CZ 621.3.042 : 538.551.25

CIRCUITE HIBRIDE
FILTRE ACTIVE

Manolescu, A. ș.a. : Filtre active realizate prin tehnologia
straturilor subțiri.

E.E.A. — Automatica și electronica 22, nr. 3, sep 1978, p. 111

Articolul prezintă aspecte privind realizarea filtrelor active
prin tehnologia straturilor subțiri, subliniindu-se considera-
țiile care determină utilizarea acestei tehnologii.

CZ 621.374.3

MĂSURĂTORI DE TIMP
CONVERTOARE

Iordănescu, S. : Convertoare rapide timp-amplitudine

E.E.A. — Automatica și electronica 22, nr. 3, sep 1978, p. 116

Lucrarea prezintă principalele tipuri de convertoare timp-
amplitudine utilizate pentru măsurarea intervalelor de timp
de ordinul zecilor de nanosecunde.

REALIZĂRI ALE INDUSTRIEI ROMÂNEȘTI

121

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. doc. șt. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru coresp.
al Academiei R. S. România; prof. dr. ing. C. APETREI;
acad. dr. doc. șt. tehn. ing. A. AVRAMESCU; ing. I. BĂ-
TRINA; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. N. BOȚAN; dr. ing. C. BU-
LUCEA; dr. ing. V. BUNEA; dr. ing. D. BUZNEA; prof.
dr. ing. S. CALIN; prof. dr. ing. V. CATUNEANU; ing.
V. CEOCEONICA; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. V. CORLĂ-
TEANU; prof. dr. ing. T. DORDEA; prof. dr. ing. M. DRĂ-
GĂNESCU; prof. dr. ing. S. FLOREA; prof. dr. ing.
M. HANGĂNIUC; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. G. HOR-
TOPAN; ing. I. ILIESCU; prof. dr. ing. D. F. LAZĂROIU;
ing. V. LEFTER; dr. ing. A. MILLEA; prof. dr. doc. șt.
tehn. ing. C. MOCANU; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE;
ing. I. PĂPADACHE; prof. dr. doc. ing. C. PENESCU, mem-
bru coresp. al Academiei R. S. România; ing. A. POPA;
prof. dr. ing. S. PUȘCĂȘU; acad. prof. dr. șt. tehn. ing.
REMUS RĂDULEȚ; ing. M. SÎRBU; dr. ing. VALERIUS
STANCIU, redactor resp. adjunct; dr. ing. FLORIN TEODOR
TANĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică : GRETA ANDREI
Tehnoredactor : CORNELIA CRISTESCU

Revista „ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTO-
MATICA” (E.E.A.), organ al Ministerului Industriei Con-
strucțiilor de Mașini sub îndrumarea Institutului central
de cercetări pentru electronică, electrotehnică, automatică,
mașini-unelte și mecanică fină, apare în cadrul OFICIU-
LUI DE INFORMARE DOCUMENTARĂ (O.I.D.), al
Institutului de cercetări pentru industria electrotehnică,
(I.C.P.E.). Articolele propuse spre publicare și cererile de
abonamente se vor trimite la O.I.D. București, Calea
Victoriei, nr. 133, telefon 50.40.90, int. 190, și 379, plata
abonamentelor făcându-se prin mandat poștal pe adresa :
I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45-47, București,
cont virament nr. 3016.6.05.01 BNRSR, filiala sector 6.
Costul unui abonament anual pentru unități industriale
și instituții este de 100 lei, iar al unui abonament indivi-
dual de 30 lei; nu se fac decît abonamente integrale.
Costul unui exemplar — 5 lei. Tiparul : Întreprinderea
poligrafică „INFORMAȚIA”, București, str. Brezoianu
nr. 23-25. C. 430 Taxele poștale plătite în numerar pe
anul 1976 conform aprobării D.G.P.Tc. nr. 137/6446/1975.

Cititorii din străinătate care doresc să se aboneze la re-
vista E.E.A. — ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTO-
MATICA se pot adresa întreprinderii „ILEXIM” — departa-
mentul export-import presă — București — Calea Griviței,
nr. 64-66 P.O.B.—2001.—Telex 01.12.26

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 621.3.023.8 : 621.315

СТРУКТУРЫ МЕТАЛЛ-ОКИСЬ — ПОЛУПРОВОДНИК ЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ ЦЕПИ ПЕЧАТНЫЕ

Бырсан, М. Р.: Исследование распространения нагрузки в линии передачи металл-окись-полупроводник со стробирующей схемой типа сопротивление.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 22, nr. 3, сентябрь 1978, стр. 81

Анализируется процесс транспорта электрической свободной нагрузки по линии со структурной металл-окись-полупроводник, стробирующей схемой типа сопротивление, использованной как линия бита в памяти со случайным доступом или как линия запаздывания для двигательных знаков.

УДК 621.385

УСТРОЙСТВА ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ ЦЕПИ ПЕЧАТНЫЕ

Дан, П. Ал. и Серемета, Д.: Анализ срока жизни чрезмерного носителя в полупроводниковых устройствах повышенного напряжения.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 22, nr. 3, сентябрь 1978, стр. 90

Работа представляет способы анализа и измерения времени жизни чрезмерных носителей в слабо допированной зоне некоторых полупроводниковых устройств повышенного напряжения. Можно исследовать так долговечность на готовых изделиях, как и на её развитие в курсе технологического процесса. На измеренную величину имеет влияние рекомбинация на боковой поверхности и возможно разделение и изучение объемных, соответственно поверхностных эффектов.

УДК 681.11 : 621.316

КОММУТАЦИЯ АВТОМАТИЧЕСКАЯ ХРОНОМЕТР ЧИСЛЕННЫЙ

Бодя, М., Данилэ, Т.: Схемы автоматической коммутации измерительных шкал у численного хронометра.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 22, nr. 3, сентябрь 1978, стр. 98

Работа представляет схему автоматической коммутации измерительных шкал, использованную в численном хронометре.

УДК 621.382.333

ЦЕПИ ПЕЧАТНЫЕ ДВУХ-ПОЛОСНЫЕ КОНВЕРТОР ДИГИТАЛЬНЫЙ АНАЛОГОВЫЙ

Вилд-Майор, А., Бодя, М.: Относительно распределения токов инжектора в структуре конвертора Д/А.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 22, nr. 3, сентябрь 1978, стр. 100

В работе представлена простая модель, экспериментально проверенная для распределения токов инжектора в структуру-тест конвертора Д/А.

УДК 621.3.042 : 538.551.25

ЦЕПИ ГИБРИДНЫЕ ФИЛЬТРЫ АКТИВНЫЕ

Манолеску, А. и. п.: Активные фильтры осуществленные технологией тонких структур.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 22, nr. 3, сентябрь 1978, стр. 111

Статья представляет аспекты относительно осуществления активных фильтров посредством технологией тонких слоев и описаны соображения определяющие использование этой технологии.

УДК 5621.372.1

ЦЕПИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ НЕЛИНЕЙНЫЕ ИСТОЧНИКИ УПРАВЛЯЕМЫЕ УРАВНЕНИЕ СОСТОЯНИЯ СОЕДИНЕНИЯ МАГНИТНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ ИЗБЫТОЧНЫЕ

Пордаке, М.: Уравнения состояния электрических цепей с управляемыми источниками избыточными элементами и магнитными соединениями.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 22, nr. 3, сентябрь 1978, стр. 104

В работе представлен оригинальный метод оформления и записи уравнений состояния, в нормальной (канонической) форме, для линейных (нелинейных) электрических цепей содержащих управляемые источники через две стробирующие схемы любого типа, магнитных соединений и избыточных элементов. Указанный метод основан на симуляции магнитных соединений с идеальными источниками напряжения управляемые током, линейные или нелинейные, как соединенные магнитные катушки линейные или же, соответственно, нелинейные.

УДК 621.374.3

ИЗМЕРЕНИЯ ВРЕМЕНИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Пордэнеску, С.: Быстрые временно-амплитудные преобразователи.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 22, nr. 3, сентябрь 1978, стр. 116

В работе представлены основные типы временно-амплитудных преобразователей, применяемых в измерении интервалов времени порядка десятков наносекунд.

ДОСТИЖЕНИЯ РУМЫНСКОЙ ПРОМЫШЛЕННОСТИ

121

INHALT

БК 621.3.012.8 : 621.315

HALBLEITER-OXYD-METALLSTRUKTUREN UBERTRAGUNGSLEITUNGEN INTEGRIERTE SCHALTUNGEN

Bârsan, M.R.: Studium der Ladungsausbreitung in einer MOS-Übertragungsleitung mit Widerstandstor.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 22, Nr. 3, September 1978, S. 81

Es wird der Transportvorgang der freien elektrischen Ladung in einer MOS-Struktur mit Widerstandstor untersucht, verwendbar als Bit-Leitung in Speichern mit beliebigem Zugriff oder als Verzögerungsleitung für digitale Signale.

БК 621.385

HALBLEITERBAUELEMENT UBERTRAGUNGSLEITUNGEN INTEGRIERTE SCHALTUNGEN

Dan, P. Al. und Seremeta, D.: Untersuchung der Lebensdauer der Majoritätsträger in Hochspannungshalbleiterbauelementen.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 22, Nr. 3, September 1978, S. 90

Der Beitrag stellt Verfahren zur Untersuchung und Messung der Lebensdauer der Majoritätsträger in der schwach gedopten Zone einiger Hochspannungshalbleiterbauelementen dar. Man kann sowohl die Lebensdauer der gefertigten Bauelemente als auch die Entwicklung derselben während des technologischen Prozesses studieren. Der gemessene Wert wird von der Rekombination an der Seitenoberfläche beeinflusst, wobei die Trennung und die Kenntniss der Einflüsse des Volumens, beziehungsweise der Oberfläche, möglich ist.

БК 681.11 : 621.316

AUTOMATISCHE UMSCHALTUNG DIGITALER ZEITMESSER

Bodea, M., Dănilă, Th.: Prinzipschaltung für die automatische Umschaltung der Messskalen eines digitalen Zeitmessers.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 22, nr. 3, September 1978, S. 98

Der Beitrag beschreibt ein Prinzipschaltbild für die automatische Umschaltung der Messskalen, das bei einem digitalen Zeitmesser verwendet wird.

DK 621.383.333

BIPOLARE INTEGRIERTE SCHALTUNGEN
DIGITAL-ANALOG-UMSETZER

Vild-Maior, A., Bodea, M.: Über die Verteilung der Injektorströme in einem D/A-Umsetzer.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 22, Nr. 3, September 1978, S. 100

Im Beitrag wird ein einfaches, experimentell überprüfbares Modell zur Verteilung der Injektorströme in einer Teststruktur eines D/A Umsetzers vorgestellt.

DK 621.372.4

NICHTLINEARE ELEKTRISCHE STROMKREISE
GESTEUERTE QUELLEN
ZUSTANDSGLEICHUNGEN
MAGNETISCHE KOPPLUNG
ELEMENTE IN ÜBERSCHUSS

Iordache, M.: Zustandsgleichungen der elektrischen Stromkreise mit gesteuerten Quellen, Elementen in Überschuss und magnetischen Kopplungen.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 22, Nr. 3, September 1978, S. 104

Der Beitrag stellt eine originelle Methode der Formulierung und des Schreibens der Zustandsgleichungen in normaler Form (kanonisch) dar, bestimmt für elektrische lineare (nichtlineare) Stromkreise, die gesteuerte Quellen diport jeder Art, magnetische Kopplungen und Elemente in Überschuss enthalten.

Die vorgestellte Methode gründet sich auf die Nachbildung der magnetischen Kopplungen mit idealen stromgesteuerten Spannungsquellen linear oder nichtlinear, je nachdem, ob die magnetische gekoppelten Spulen linear, bzw. nichtlinear sind.

DK 621.3.042 : 538.551.25

HYBRIDSCHALTUNG
AKTIVER FILTER

Manolescu, A. u.a.: Aktive Filter, ausgeführt mittels der Technologie der dünnen Strukturen.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 22, Nr. 3, September 1978, S. 111

Der Beitrag behandelt Aspekte mit Bezug auf die Fertigung der aktiven Filter durch die Technologie der dünnen Schichten. Man unterstreicht die Gründe, welche die Verwendung dieser Technologie veranlasste.

DK 621.374.3

ZEITMESSUNG
UMFORMER

Iordănescu, S.: Rapide zeit-amplitude umformern

E.E.A. — *Automatica și electronica* 22, nr. 3, September 1978, p. 116

Diese Arbeit führt die wichtigsten Arten von Zeit-Amplitude Umformern vor, die zur Messung von Zeitintervallen entsprechend der Ordnung von Zehner Nanosekunden benutzt werden.

LEISTUNGEN DER RUMANISCHEN INDUSTRIE 121

C O N T E N T S

DK 621.3.012.8 : 621.315

METAL-OXIDE-SEMICONDUCTOR
STRUCTURES
TRANSMISSION LINES
INTEGRATED CIRCUITS

Bârsan, M. R.: The study of charge propagation on a resistive gate MOS transmission line.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 22, nr. 3, sep. 1978, p. 81

The author analyzes the transmission process of a free electrical charge in a resistive gate MOS structure, which can be used as a bit line in random access memories, or as a delay line for digital signals.

DC 621.385

SEMICONDUCTOR DEVICES
TRANSMISSION LINES
INTEGRATED CIRCUITS

Dan, P. Al. and Seremeta, D.: The analysis of majority carriers life in high voltage semiconductor devices.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 22, nr. 3, sep. 1978, p. 90

The paper presents some analysis and measuring methods for the majority carriers life in the weakly doped areas of some high voltage semiconductor devices. There can be studied both the finite devices life, and its evolution during the technological process. The measured value is affected by the recombination at the side surface, there existing the possibility to separate and to know the volume effects, that is, the surface effects.

DC 681.11 : 621.316

AUTOMATIC SWITCHING
DIGITAL TIMER

Bodea, M., Dănilă, Th.: The diagram for a digital timer measuring scale automatic switching.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 22, nr. 3, sep. 1978, p. 98

The paper describes a measuring scale automatic switching diagram used with a digital timer.

DK 621.382.333

BIPOLAR INTEGRATED CIRCUITS
DIGITAL ANALOGOUS CONVERTER

Vild Maior, A., Bodea, M.: On the injector currents distribution in a D/A converter.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 22, nr. 3, sep., 1978, p. 100

A simple, experimentally tested model is given, for the injector currents distribution in a D/A converter test-structure.

DC 621.372.4

NON-LINEAR ELECTRIC CIRCUITS
CONTROLLED SOURCES
STATE EQUATIONS
MAGNETIC COUPLINGS
ELEMENTS IN EXCESS

Iordache, M.: State equations of the controlled source electric circuits, elements in excess, and magnetic couplings.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 22, nr. 3, sept. 1978, p. 104

The paper presents an original method of formulating and writing the state equation, in a normal form (canonical), for the linear (non-linear) electrical circuits which contain diport controlled sources of any type, magnetic couplings, and elements in excess.

The method presented is based upon simulating the magnetic couplings with ideal voltage sources, current controlled, linear or non-linear, according to the magnetically coupled coils, which can be linear or non-linear, respectively.

DK 621.3.042 : 538.551.25

HYBRID CIRCUITS
ACTIVE FILTERS

Manolescu, A.: Active filters accomplished by means of thin structures technology.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 22, nr. 3, sept. 1978, p. 111

The paper deals with aspects regarding the active filters accomplishment by means of thin structures technology, the reasons for utilizing this technology being pointed out.

DC 621.374.3

TIME MEASUREMENTS
CONVERTERS

Iordănescu, S.: High speed time-to-amplitude converters

E.E.A. — *Automatica și electronica* 22, nr. 3, sep. 1978, p. 121

The paper is a survey on the main types of time-to-amplitude converters being used for measuring time intervals on the order of tens of nanoseconds.

ROMANIAN INDUSTRIAL ACHIEVEMENTS 121

S O M M A I R E

CD 621.3.012.8 : 621.315

STRUCTURES METAL-OXIDE-SEMI-
CONDUCTEUR
CHAINES DE TRANSMISSION
CIRCUITS INTEGRES

Btrsan, M. R. : L'étude de la propagation de la charge dans une chaîne de transmission MOS avec une porte résistive.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 22, nr. 3, sep. 1978, p. 81

On analyse le processus de transport de la charge électrique libre, dans une structure MOS avec une porte résistive utilisable comme ligne de bit dans des mémoires RAM ou comme ligne de retard pour les signes digitales.

CD 621.385

DISPOSITIFS SEMICONDUCTEURS
CHAINES DE TRANSMISSION
CIRCUITS INTEGRES

Dan, P. Al. et Seremeta, D. : L'analyse de la durée de vie des porteurs en excès dans des dispositifs semiconducteurs de haute tension.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 22, nr. 3, sep. 1978, p. 90

L'ouvrage présente des procédés d'analyse et de mesure de la durée de vie des porteurs en excès, dans la zone faiblement dopée des dispositifs semiconducteurs de haute tension. On peut étudier tant la durée de vie sur des dispositifs finis, que l'évolution de celui-ci durant le processus technologique.

La valeur mesurée est influencée par la recombinaison à la surface latérale. Il est possible de séparer et de connaître les effets de volume, respectivement de surface.

CD 681.11 : 621.316

COMMUTATION AUTOMATIQUE
CHRONOMETRE NUMERIQUE

Bodea, M., Dănilă, Th. : Schéma pour la commutation automatique des échelles de mesure à un chronomètre numérique.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 22, nr. 3, sep. 1978, p. 98

L'article décrit un schéma de commutation automatique des échelles de mesure utilisé à un chronomètre numérique.

CD 621.382.333

CIRCUITS INTEGRES BIPOLAIRES
CONVERTISSEUR DIGITAL ANALOGIQUE

Vild-Maior, A., Bodea, M. : Sur la distribution des courants d'injecteur dans une structure de convertisseur D/A.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 22, nr. 3, sep. 1978, p. 100

Dans l'ouvrage on donne un modèle simple, vérifié expérimentalement pour la distribution des courants d'injecteur dans une structure-teste de convertisseur D/A.

CD 621.372.4

CIRCUITS ELECTRIQUES NONLINEAIRES
SOURCES COMMANDEES
EQUATIONS D'ETAT
COUPLAGES MAGNETIQUES
ELEMENTS EN EXCES

Iordache, M. : Les équations d'état des circuits électriques avec des sources commandées, des éléments en excès et des couplages magnétiques.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 22, nr. 3, sep. 1978, p. 104

Dans l'ouvrage on présente une méthode originale de formuler et d'écrire les équations d'état, sous une forme normale (canonique), pour les circuits électriques linéaires (non-linéaires) qui ont des sources commandées diport de n'importe quel type, des couplages magnétiques et des éléments en excès.

La méthode exposée est fondée sur la simulation des couplages magnétiques avec des sources idéales de tension commandées en courant, linéaires, ou nonlinéaires si les bobines couplées, magnétiques, sont linéaires, respectivement non-linéaires.

CD 621.3.042 : 538.551.25

CIRCUITS HIBRIDES
FILTRTES ACTIFS

Manolescu, A. ș. a. : Filtrtes actifs réalisés par la technologie des structures minces.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 22, nr. 3, sep. 1978, p. 111

L'article présente des aspects concernant la réalisation des filtres actifs par la technologie des couches minces, en soulignant les considérations qui déterminent l'utilisation de cette technologie.

CD 621.374.3

MESURES DU TEMPS
CONVERTEURS

Iordănescu, S. : Converters rapide temps-amplitude.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 22, nr. 3, sep. 1978, p. 116

L'article présente les principaux types de convertisseurs temps-amplitude utilisés pour la mesure des intervalles de temps d'ordre de dix de nanosecondes.

REALISATIONS DE L'INDUSTRIE ROUMAINE

121

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI

Automatica și electronica nr. 3

CZ 621.3.012.8

STRUCTURI METAL-OXID-SEMICONDUCTOR
LINII DE TRANSMISIUNE
CIRCUITE INTEGRATE

Studiul propagării sarcinii într-o linie de transmisiune MOS cu poartă rezistivă

RADU M. BÂRSAN* — București

Introducere

Linia de transmisiune MOS [1] este o structură cu poartă rezistivă funcționând în regim de golire adâncă, care oferă posibilitatea transportului unor pachete de sarcină în lungul unei suprafețe semiconductoare. O secțiune schematizată este prezentată în figura 1 a. Structura cuprinde un substrat (Si), un strat izolator (SiO_2) și un electrod (Si policristalin) de mare rezistivitate prevăzut cu contacte la capete. Prin aplicarea unor tensiuni diferite celor două contacte se crează în semiconductor un câmp longitudinal. Un pachet de sarcină (de purtători minoritari) introdus la suprafața semiconductorului se va propaga cu pierderi neglijabile către ieșire, datorită acestui câmp. Pachetul este apoi colectat la ieșire de către o difuzie polarizată invers. Pachetele de sarcină, ce reprezintă informație binară, pot fi injectate de celule de memorie (cu tranzistor unic, cu sarcină de suprafață, sau cu cuplaj de sarcină) situate lateral, de-a lungul liniei și adresate individual. În mod similar, linia poate fi utilizată la transportul sarcinii în sens invers, pentru înscrierea informației în celulele de memorie. Acesta este principiul de funcționare a unui tip recent de memorie cu acces aleator [2]. Prin folosirea liniilor MOS ca linii de bit, acest tip de memorie RAM poate atinge o capacitate de memorie comparabilă cu cea a memoriilor cu cuplaj de sarcină [3], deoarece capacitatea de stocare a unei celule poate fi mult micșorată, comparativ cu memoriile RAM convenționale. De asemenea, este evitată includerea unor amplificatoare de citire/scriere complicate. Dezavantajul acestui mod de transmitere a informației în memorie constă într-un timp de acces mărit. Linia MOS

cu poartă rezistivă poate fi folosită însă și ca linie de întârziere cu întârziere variabilă, pentru semnale binare, datorită faptului că timpul de propagare este aproximativ invers proporțional cu diferența dintre tensiunile aplicate extremităților porții.

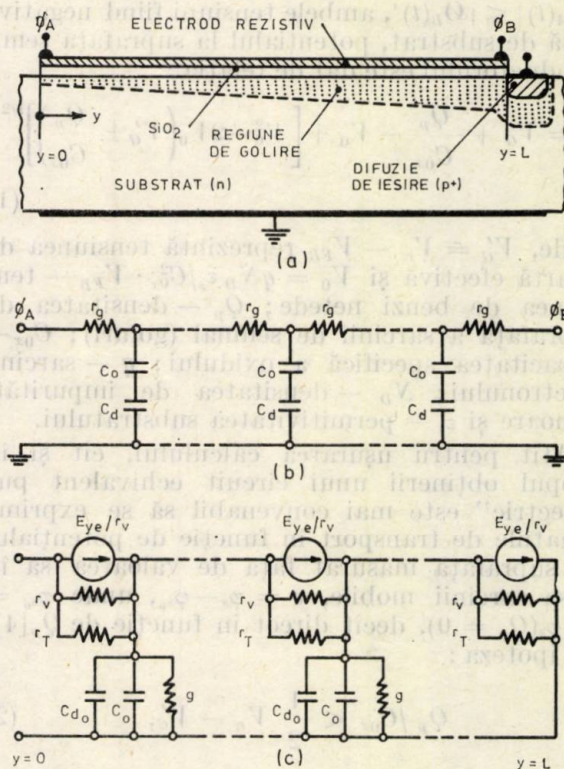


Fig. 1. Secțiune printr-o linie de transmisiune MOS cu canal p, (a); circuitele echivalente cu constante distribuite corespunzătoare porții rezistive (b) și canalului de transport (c). Elementele componente sînt: $r_v = (Z\mu_0 f_{\mu} C_t v)^{-1}$, care modelează efectul cîmpului autoîndus, $r_T = (Z\mu_0 f_{\mu} C_t v_T)^{-1}$, care modelează efectul difuziei, $g = Z\partial C_t / \partial t$ și $C_0 = ZC_{0x}$, $c_d = ZC_D$, $c_{d0} = ZC_{D0}$. Efectul cîmpului extern este modelat de generatorul de curent de valoare E_{ye}/r_v .

* Ing. Bârsan, M. R. lucrează la Institutul de cercetări pentru componente electronice.

Procesul de propagare a sarcinii este studiat în lucrarea de față ținând seama de faptul că tensiunile de comandă $\mathcal{O}_A$ și $\mathcal{O}_B$ sînt funcții de timp. Este, de asemenea, luată în considerație variația mobilității atît cu cîmpul transversal, cît și cu cel longitudinal. Sînt propuse circuite echivalente pentru canalul de transport și pentru poarta rezistivă. Efectele de generare-recombinare și de captură în stări de suprafață sînt neglijate.

Deși obiectul principal al analizei de față este linia de transmisiune MOS, partea teoretică a lucrării este aplicabilă și la dispozitivele cu transfer de sarcină [3], în mod deosebit pentru studiul transferului în dispozitive „bucket-brigade” și sub porțile de transfer ale dispozitivelor cuplate prin sarcină cu două faze [4], [5].

Lucrarea mai analizează posibilitatea propagării simultane a mai multor pachete de sarcină prin linia MOS. Rezultatele numerice obținute în urma unor simulări pe calculator sînt interpretate prin prisma optimizării performanțelor funcționale. Se propun și se studiază, totodată, unele tehnici noi de comandă.

1. Modelul matematic

Considerînd structura din figura 1 a, unde $|\mathcal{O}_A(t)| \leq |\mathcal{O}_B(t)|$, ambele tensiuni fiind negative față de substrat, potențialul la suprafața semiconductorului este dat de relația :

$$\varphi_s = V'_G + \frac{Q_p}{C_{ox}} - V_0 + \left[V_0^2 - 2V_0 \left(V'_G + \frac{Q_p}{C_{ox}} \right) \right]^{1/2}, \quad (1)$$

unde, $V'_G = V_G - V_{FB}$ reprezintă tensiunea de poartă efectivă și $V_0 = qN_D \epsilon_s / C_{ox}^2 \cdot V_{FB}$ — tensiunea de benzi netede; Q_p — densitatea de suprafață a sarcinii de semnal (goluri); C_{ox} — capacitatea specifică a oxidului; q — sarcina electronului; N_D — densitatea de impurități donoare și ϵ_s — permitivitatea substratului.

Atît pentru ușurarea calculului, cît și în scopul obținerii unui circuit echivalent pur „electric” este mai convenabil să se exprime ecuațiile de transport în funcție de potențialul de suprafață măsurat față de valoarea sa în lipsa sarcinii mobile, $v = \varphi_s - \varphi_{s0}$, unde $\varphi_{s0} = \varphi_s(Q_p = 0)$, decît direct în funcție de Q_p [4]. În ipoteza :

$$Q_p / C_{ox} < \frac{1}{2} V_0 - V'_G, \quad (2)$$

este ușor de arătat că :

$$Q_p(y, t) = C_t(y, t) v(y, t), \quad (3)$$

unde C_t este capacitatea specifică totală a canalului de transport de la suprafață, reprezentînd

asociația în paralel a C_{ox} și a capacității $C_{D_0} = C_D(V_G = 0)$, în care, capacitatea specifică a regiunii de golire este dată de :

$$C_D(V_G, Q_p) = \frac{C_{ox}}{\left[1 - 2 \frac{V'_G + Q_p / C_{ox}}{V_0} \right]^{1/2} - 1} \quad (4)$$

Dacă r_g este rezistența lineică a electrodului presupus omogen, considerînd capacitatea lineică constantă c_g , se poate obține o soluție analitică pentru răspunsul tranzitoriu al porții rezistive la tensiuni de comandă $\mathcal{O}_A(t)$ și $\mathcal{O}_B(t)$ variabile. Potențialul porții satisface ecuația diferențială :

$$r_g c_g \frac{\partial V_G}{\partial t} - \frac{\partial^2 V_G}{\partial y^2} = 0. \quad (5)$$

care poate fi rezolvată fie cu ajutorul transformărilor integrale, fie prin separarea variabilelor. Luînd drept condiție inițială $V_G(y, 0) = V_i(y)$, soluția este :

$$V_G(y, t) = \sum_{n=1}^{\infty} A_n \exp\left(-n^2 \frac{t}{\tau_g}\right) \sin\left(n\pi \frac{y}{L}\right) + \mathcal{O}_{AB}(y, t). \quad (6a)$$

unde :

$$A_n = \frac{2}{L} \int_0^L \left[V_i(y') - \mathcal{O}_{AB}(y', 0) - \int_0^t \frac{\partial \mathcal{O}_{AB}}{\partial t}(y', t') \exp\left(n^2 \frac{t'}{\tau_g}\right) dt' \right] \sin\left(n\pi \frac{y'}{L}\right) dy', \quad (6b)$$

$$\mathcal{O}_{AB}(y, t) = \mathcal{O}_A(t) + \frac{y}{L} [\mathcal{O}_B(t) - \mathcal{O}_A(t)] \quad (6c)$$

și :

$$\tau_g = (L/\pi)^2 r_g c_g.$$

În realitate, capacitatea distribuită a porții, c_g , reprezintă combinația în serie a capacității oxidului și a capacității de golire, ambele pe unitatea de lungime. Din acest motiv τ_g depinde de Q_p , ceea ce face ca (5) să trebuiască rezolvată simultan cu ecuația de transport. În plus, τ_g depinde și de potențialul porții însuși, făcînd astfel necesar un proces iterativ de calcul al soluției (6a). Pentru a evita rezolvarea complicată a sistemului format de (5) și de ecuația de transport, V_G este calculat la fiecare pas în timp al procedurii numerice de rezolvare a ecuației de transport. La un astfel de pas, pornind cu o aproximație inițială pentru V_G se determină τ_g și apoi V_G cu ajutorul ecuației (6a). Se recalculează apoi τ_g și se repetă ciclul. S-a găsit că acest procedeu are o viteză de con-

vergență foarte mare : în general, după o singură iterație, eroarea maximă scade sub 1%.

Componenta longitudinală a cîmpului electric poate fi obținută fie cu ajutorul funcției Green, fie pur și simplu diferențiind expresia unidimensională a potențialului de suprafață (1) în aproximația canalului gradual [6]:

$$E_y = -\frac{\partial V'_G}{\partial y} - \frac{1}{C_{ox}} \frac{\partial Q_p}{\partial y} - \frac{qN_D}{C_{ox}} \frac{\partial X_D}{\partial y}. \quad (7)$$

Ecuatia de mai sus a fost dedusă în ipoteza că variațiile densității de sarcină la suprafață și adîncimea regiunii golite, X_D , sînt mici pe distanța cîtorva grosimi de oxid. Eroarea depinde de forma profilului de sarcină, dar este neglijabilă chiar în cazul unui element de dispozitiv cuplat prin sarcină [5], [6] și cu atît mai mult în cazul unei linii MOS în care un impuls de sarcină se poate împrăști liber în timpul propagării. Primul termen din membrul drept în (7) reprezintă contribuția directă a potențialului variabil în lungul porții; termenul al doilea exprimă forța de respingere datorată neuniformității sarcinilor mobile; iar termenul al treilea este datorat forței de respingere a ionilor de impuritate din regiunea neuniform golită. Neglijînd influența sarcinii de inversie prin intermediul lui X_D , (7) poate fi redusă la forma:

$$E_y = -\frac{\partial v}{\partial y} - \frac{C_{ox}}{C_i} \frac{\partial V_G}{\partial y}. \quad (8)$$

Sub această formă, primul termen în membrul drept reprezintă cîmpul auto-indus de către gradientul de sarcină, E_{ys} , iar termenul al doilea este cîmpul extern E_{ye} creat de diferența între tensiunile ϕ_A și ϕ_B . În cazul dispozitivelor cu transfer de sarcină E_{ye} trebuie înlocuit cu cîmpul de margine ce rezultă din diferența între tensiunile aplicate electrozilor vecini.

Densitatea de curent în canalul de suprafață este dată de ecuația:

$$j = \mu_{ef} Q_p E_y - \mu_{ef} v_T \frac{\partial Q_p}{\partial y}, \quad (9)$$

unde μ_{ef} este mobilitatea de suprafață efectivă și $v_T = kT/q$. Luînd în considerație atît variația mobilității cu cîmpul normal E_x , cît și variația cu cîmpul longitudinal E_y , mobilitatea efectivă poate fi pusă sub forma $\mu_{ef} = \mu_0 f_\mu$, unde μ_0 este mobilitatea de volum și:

$$f_\mu = \left(1 + \frac{E_x}{E_c}\right)^{-1} \left(1 + \frac{E_y}{E_c}\right)^{-1}. \quad (10)$$

În aproximația analitică de mai sus E_c reprezintă un cîmp critic [7] ales în așa fel încît μ_{ef} să verifice datele experimentale [8], iar:

$$E_x = \frac{C_{ox}}{\varepsilon_s} (V'_G - \phi_s). \quad (11)$$

Ecuatia de continuitate are forma:

$$\frac{\partial Q_p}{\partial t} = -\frac{\partial j}{\partial y}. \quad (12)$$

Ținînd seama de (3), (8), (9) și (12), procesul de propagare a sarcinii poate fi descris de sistemul:

$$\frac{\partial v}{\partial y} = -\frac{1}{Z\mu_0 f_\mu C_i (v + v_T)}, (i - Z\mu_0 f_\mu C_i E_{ye} v), \quad (13a)$$

$$\frac{\partial i}{\partial y} = -ZC_i \frac{\partial v}{\partial t} - Z \frac{\partial C_i}{\partial t} v, \quad (13b)$$

unde Z este lățimea efectivă a canalului de transport și $i = Zj$ este curentul în lungul suprafeței semiconductorului. Ecuatiile de mai sus avînd ca variabile tensiunea v și curentul i , conduc la un circuit echivalent sugestiv pentru canalul de transport al unei linii MOS, în mod analog cazului dispozitivelor cu transfer de sarcină [4]. Circuitele echivalente pentru poarta rezistivă și pentru canalul de transport sînt prezentate în figurile 1 b și 1 c. La limita $y = 0$ se consideră o barieră de potențial infinită, iar la limita $y = L$ se consideră o groapă de potențial ideală. Condițiile la limită pentru problema transportului sarcinii libere sînt deci $j(0, t) = 0$ și $v(L, t) = 0$. În consecință, circuitul echivalent cu constante distribuite din figura 1 c este deschis la un capăt și scurtcircuitat la celălalt.

Ecuatia care descrie evoluția procesului de transport poate fi obținută din (13 a) și (13 b) sub forma:

$$\begin{aligned} \frac{\partial v}{\partial t} = & \mu_0 f_\mu (v + v_T) \frac{\partial^2 v}{\partial y^2} + \\ & + \mu_0 f_\mu \left(\frac{\partial v}{\partial y} \right)^2 - \mu_0 \left[f_\mu E_{ye} - \frac{\partial f_\mu}{\partial y} (v + v_T) \right] \frac{\partial v}{\partial y} - \\ & - \mu_0 \left[f_\mu \frac{\partial E_{ye}}{\partial y} + \frac{\partial f_\mu}{\partial y} E_{ye} + \frac{1}{\mu_0 C_i} \frac{\partial C_i}{\partial t} \right] v. \end{aligned} \quad (14)$$

Normînd potențialele la $\psi_0 = 1$ V, distanțele la L și timpul la $\tau_0 = L^2/\mu_0 \psi_0$, se obține o ecuație adimensională care a fost rezolvată numeric cu ajutorul metodei Crank-Nicholson liniarizate [9], metodă ce a fost generalizată în acest scop. Rezultatele analizei pe calculator sînt discutate în cele ce urmează. Extrapolarea lor la cazul unei linii cu canal n se poate face ușor prin intermediul constantei de timp τ_0 .

2. Caracteristicile procesului de propagare a sarcinii libere

După ce a fost injectat în linia MOS într-un anumit punct y_0 , un pachet de sarcină dat se propagă în lungul liniei către difuzia colectoare de ieșire. Se va numi această etapă a procesului de transmisie *etapa de transport*. În timpul

tranzitului, cîmpul autoindus și difuzia duc la împrăștierea impulsului de sarcină și implicit îi micșorează amplitudinea. Pe măsură ce purtătorii mobili ating capătul liniei ei sînt colectați treptat de groapa de potențial creată de difuzia de ieșire. Acest proces constituie *etapa de transfer*. Cantitatea de sarcină în linie descrește în această etapă în mod asimptotic, astfel încît după un timp finit există în linie o sarcină reziduală rămasă netransferată. Separarea procesului de transmisie în cele două etape menționate mai sus a făcut posibilă o rezolvare analitică (în limitele unor aproximații simplificatoare) a ecuației de propagare [10], soluție pe care nu o vom mai repeta aici.

Parametrii de dispozitiv folosiți pentru analiză sînt :

$$V_{FB} = 0, C_{ox} = 3,45 \times 10^4 \text{ pF/cm}^2,$$

$$N_D = 10^{15} \text{ cm}^{-3}, Z = 10 \text{ } \mu\text{m}, E_c = 5 \text{ V/}\mu\text{m}$$

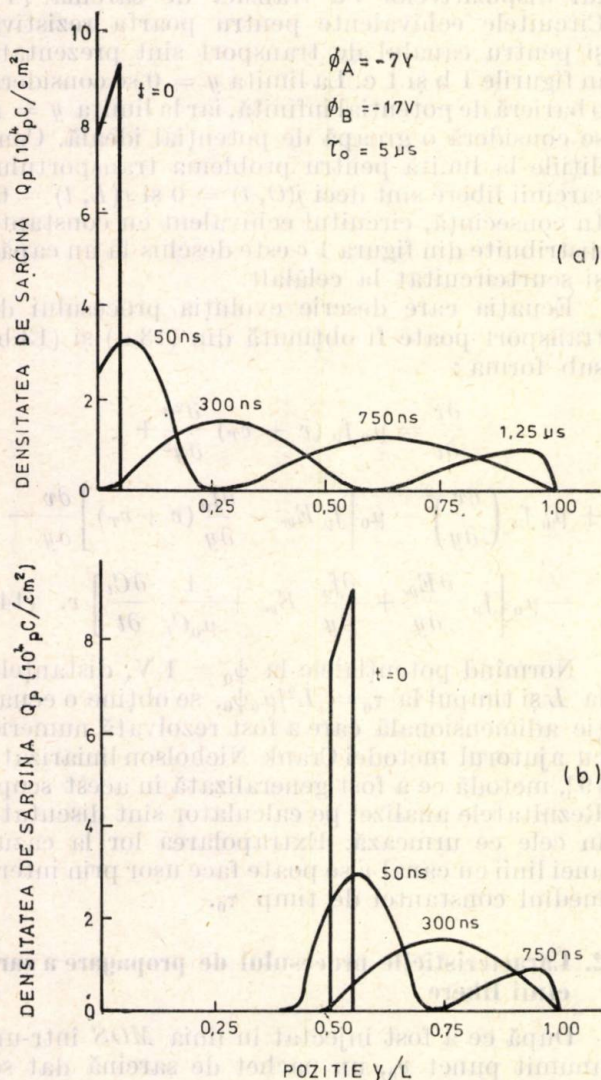


Fig. 2. Distribuții de densități de sarcină mobilă la diferite momente în timpul procesului de transmisie, pentru sarcini injectate (a) la $y_0 = 0$ și (b) la $y_0 = 0,5 L$.

și :

rezistența pe pătrat a porții $50 \text{ k}\Omega/\square$. Cu excepția cazurilor cînd se specifică altfel cantitatea de sarcină mobilă corespunde unei diferențe de potențial de suprafață de $2V$ și este injectată lateral printr-un canal cu o lățime de 5% din L , situat la $y_0 = 0$. Rezultatele numerice nenormate corespund unei linii MOS cu canal p ($\mu_0 = 500 \text{ cm}^2/\text{Vs}$) de $500 \mu\text{m}$ lungime, pentru care $\tau_0 = 5 \mu\text{s}$. O linie similară dar cu canal de tip n ($\mu_0 = 1300 \text{ cm}^2/\text{Vs}$) ar fi caracterizată de o constantă de timp τ_0 de numai $1,92 \mu\text{s}$.

Caracteristicile procesului de propagare sînt studiate în acest capitol considerînd tensiunile de comandă ϕ_A și ϕ_B constante. Două soluții tipice ale ecuației (14), la diferite momente de timp, sînt trasate în figura 2. Se remarcă faptul că amplitudinea impulsului scade rapid la început datorită împrăstierii determinate de gradientul de sarcină inițial foarte mare. Aceasta asigură valabilitatea condiției (2) chiar în cazul unor pachete de sarcină care au valori inițiale apropiate de sarcina maximă pe care structura o poate tolera în punctul y_0 . În cazul injectării sarcinii suficient de departe de bariera de potențial de la $y = 0$, cîmpul auto-indus mare din regiunea frontului crescător al impulsului face ca pentru scurt timp o parte din sarcina mobilă să se deplaseze împotriva cîmpului extern. Mișcarea sarcinii devine în acest caz unidirecțională în totalitate numai după ce mecanismele răspunzătoare de împrăștierea sarcinii pe frontul posterior ajung să fie dominate de cîmpul extern.

Împrăștierea impulsului călător este produsă de către mecanismele induse de gradientul de sarcină și astfel un impuls mai mare e împrăștiat mai mult și mai rapid. Scăderea în timp a maximumului densității de sarcină datorită împrăstierii este ilustrată în figura 3 a. Pentru valori moderate ale amplitudinii impulsului se observă o concordanță bună între soluția numerică și soluția analitică [10] :

$$Q_{p,\max}(t) = C_t (U_0^2 / 4\pi\mu_{\text{med}} t)^{1/3}, \quad (15)$$

unde U_0 reprezintă valoarea inițială a produsului amplitudine-lățime al impulsului de sarcină și μ_{med} este o valoare medie efectivă, constantă, a mobilității. În cazul unor cantități mari de sarcină, ipoteza acțiunii independente a cîmpului extern, folosită în [10], își pierde valabilitatea și soluția analitică se îndepărtează de cea numerică. Dependența de timp a maximumului densității de sarcină mobilă este aproximativ liniară și soluția numerică este în bun acord cu soluția analitică simplă $y_{\max} = \mu_{\text{med}} E_{ye} t$ [10], pe durata etapei de transport, așa cum este ilustrat și în figura 3 b.

În figura 4 sînt prezentate cîmpul longitudinal E_y (care reprezintă suma cîmpului extern și a

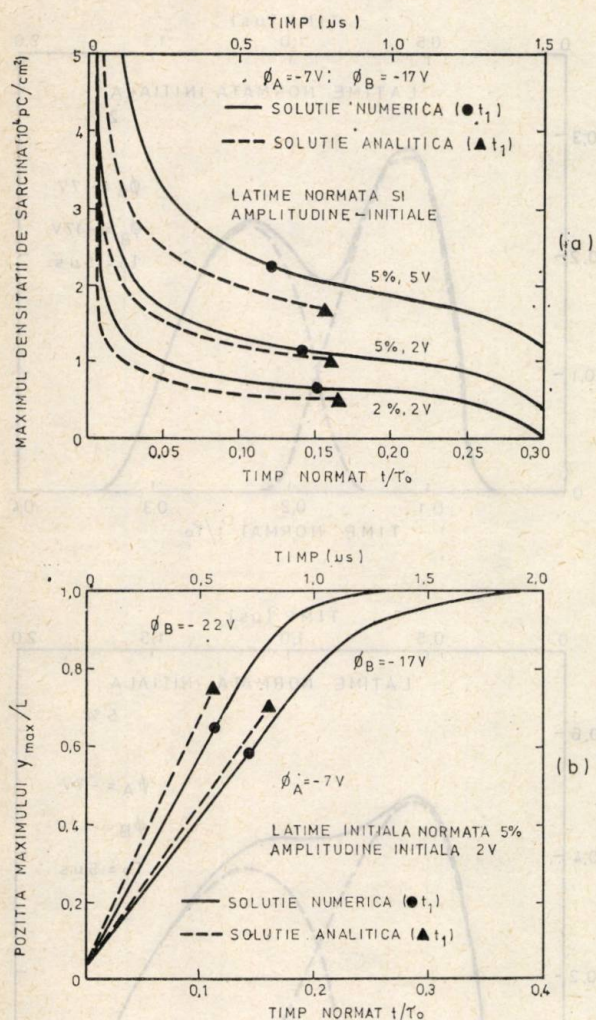


Fig. 3. (a) Maximul densității de sarcină în funcție de timp pentru diferite cantități inițiale de sarcină de semnal; (b) poziția maximumului în funcție de timp, pentru două mărimi diferite ale intensității cîmpului extern. Momentul t_1 [10] în care frontul anterior atinge capătul liniei este marcat pe curbe. S-a presupus că $\mu_{\text{med}} = 0,5 \mu_0$.

cîmpului auto-indus), cîmpul normal E_x și factorul f_μ de reducere a mobilității efective de suprafață față de cea de volum în absența cîmpului, pentru două distribuții de sarcină mobilă corespunzătoare aceluiași pachet de sarcină la două momente diferite în timpul propagării. Se observă că E_y este în medie de 250 de ori mai mic decît E_x , ceea ce justifică aproximația canalului gradual și arată că micșorarea mobilității efective se datorează în primul rînd cîmpului normal dat de (11). În consecință, purtătorii din centrul impulsului beneficiază de o mobilitate mai redusă față de purtătorii ce compun fronturile și astfel impulsul de sarcină este împrăștiat mai mult decît în cazul în care mobilitatea ar fi constantă.

Ponderea cîmpului autoindus reiese din figura 5, care arată că acest cîmp este comparabil cu cîmpul extern numai la fronturile impulsului de sarcină și numai la începutul

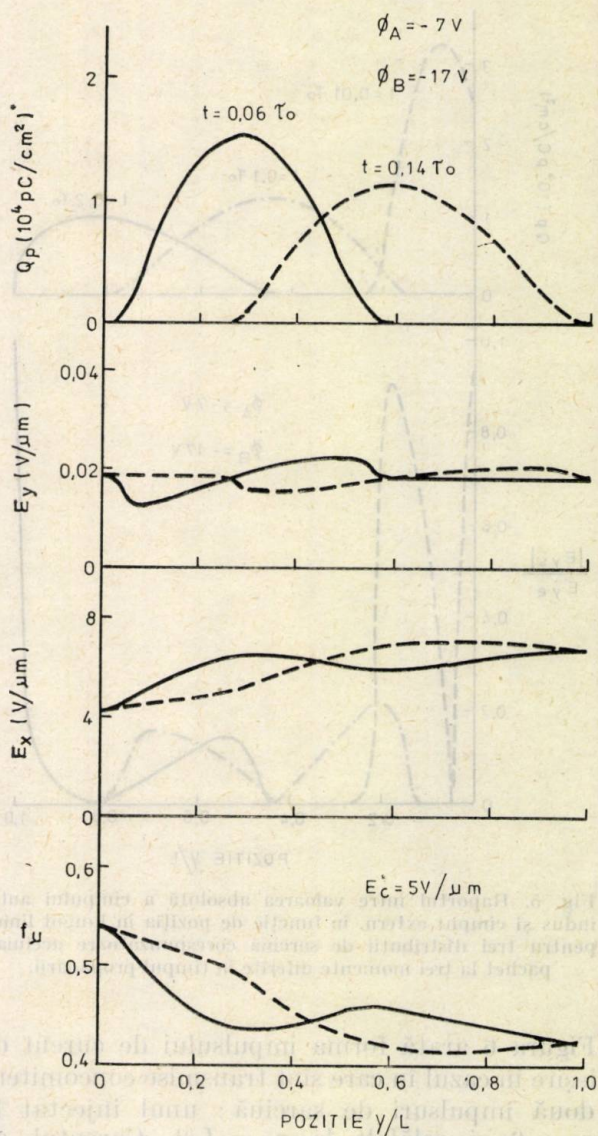


Fig. 4. Densitatea de sarcină Q_p , cîmpul longitudinal E_y , cîmpul normal E_x și factorul f_μ în lungul liniei.

etapelor de transport, respectiv de transfer. Cu toate acestea, cîmpul autoindus este principalul factor răspunzător de împrăștierea impulsului. Acțiunea sa este aproximativ, simetrică asupra celor două fronturi pe durata etapei de transport, dar în etapa de transfer efectul de colector al difuziei de ieșire face ca E_{ys} să crească (în valoare absolută) pe frontul căzător al impulsului de sarcină.

Din punctul de vedere al detecției semnalului la ieșire, prezintă interes curentul de ieșire și sarcina reziduală relativă ϵ . Efectele mecanismelor de transport asupra acestor parametri au fost analizate în lucrarea [11]. Se vor prezenta în continuare numai cîteva rezultate legate de curentul de ieșire în cazul propagării simultane a mai multor pachete de sarcină.

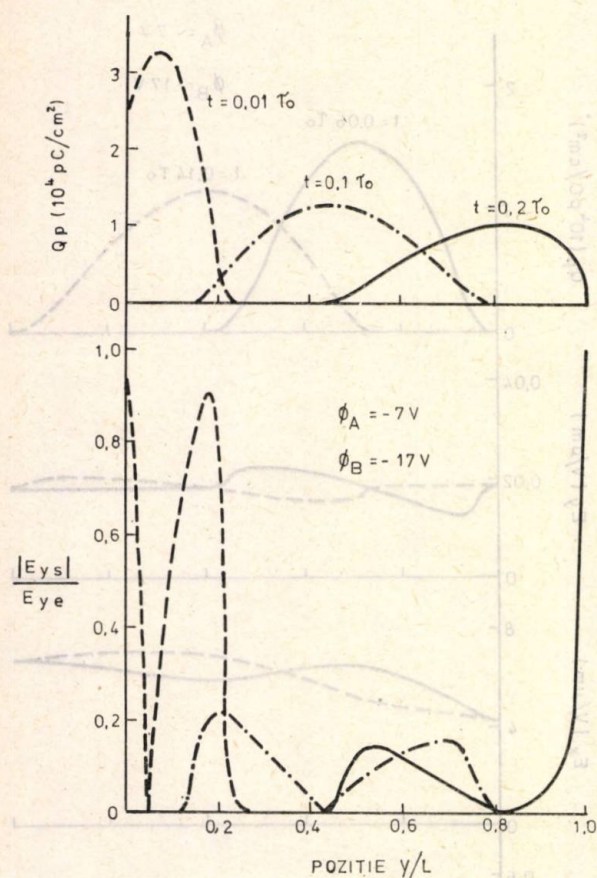


Fig. 5. Raportul între valoarea absolută a cimpului auto-indus și cimpul extern, în funcție de poziția în lungul liniei, pentru trei distribuții de sarcină corespunzătoare aceleiași pachet la trei momente diferite în timpul propagării.

Figura 6 arată forma impulsului de curent de ieșire în cazul în care sînt transmise concomitent două impulsuri de sarcină: unul injectat la $y_0 = 0$ și celălalt la $y_0 = L/2$. Curentul de ieșire din figura 6 a prezintă două maxime corespunzătoare celor două impulsuri de sarcină. Dacă însă împrăștierea pachetelor de sarcină este prea mare în timpul propagării (de exemplu datorită unor dimensiuni prea mari ale pachetelor), impulsul de curent de ieșire nu mai prezintă un minim evident care să facă posibilă distingerea între cele două pachete, așa cum arată figura 6 b. Rezultă, astfel, că pentru o linie MOS dată există un număr maxim de pachete de sarcină care pot fi transmise în același timp. Cu alte cuvinte există un număr limită de celule de memorie care pot fi adresate simultan, sau o viteză de transmisie limită a datelor binare în cazul utilizării liniei MOS ca linie de întârziere. Aceste limite sînt mai largi pentru cimpuri externe mai puternice sau pachete de sarcină mai mici. Curbele din figura 6 conduc, de asemenea, la concluzia că curentul de ieșire reprezintă aproximativ superpoziția curenților de ieșire individuali, fapt care face posibilă prezicerea comportării la ieșire a unui

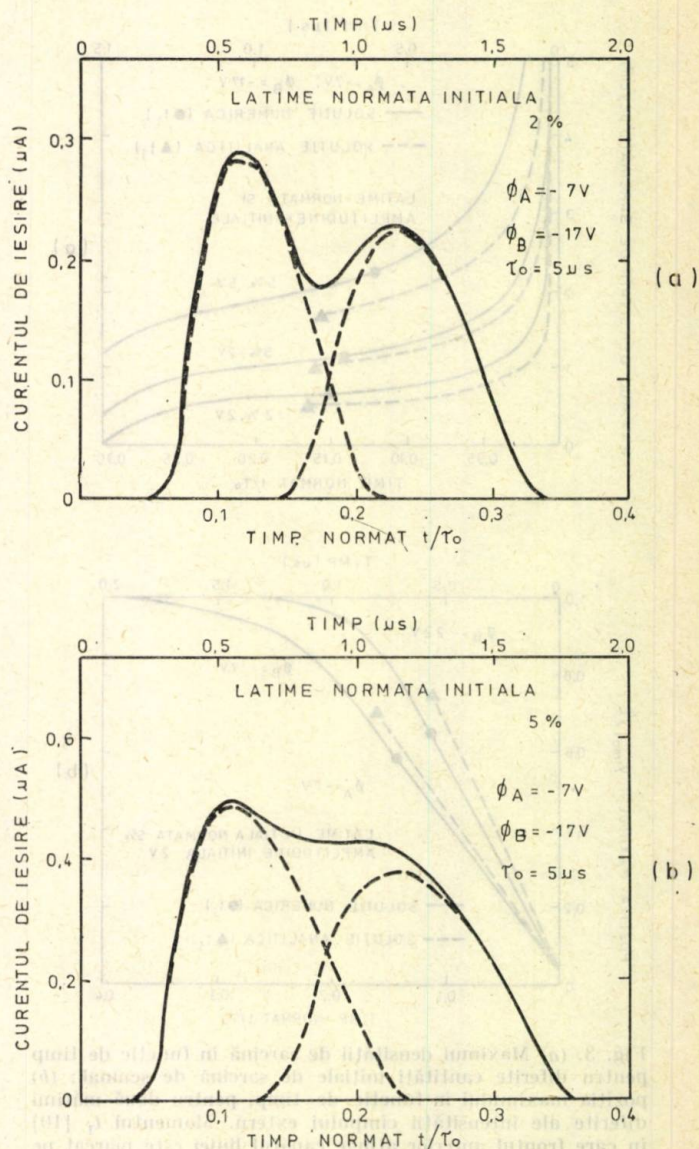


Fig. 6. Formele de undă ale curentului de ieșire în cazul propagării concomitente a două pachete de sarcină identice. Liniile întrerupte reprezintă curenții de ieșire individuali, corespunzător cazurilor în care fiecare pachet s-ar propaga izolat. Lățimea inițială a impulsurilor de sarcină este (a) 2% și (b) 5% din lungimea L a liniei.

tren de impulsuri de sarcină pe baza rezultatelor analizei comportării unui singur impuls. În același timp, se poate conchide că transmisia serială a informației prin linia MOS este, în anumite limite, independentă de informația propriu-zisă. Trebuie totuși menționat faptul că în cazul propagării simultane a mai multor pachete de sarcină, efectele de emisie-captură asociate în primul rînd cu stările de suprafață devin cumulative și pot introduce o degradare dependentă de semnal a informației transmise.

3. Funcționarea liniei MOS cu tensiuni de comandă variabile

Funcționarea reală a liniei MOS (de exemplu ca linie de bit) presupune modificarea periodică a cel puțin uneia dintre tensiunile de comandă,

pentru a putea realiza operațiile de citire sau scriere a informației, sau de golire a liniei de sarcină reziduală [2]. Răspunsul tranzitoriu al porții rezistive la astfel de modificări ale tensiunilor de comandă afectează propagarea sarcinii și trebuie luat în considerație. În plus, performanțele liniei pot fi optimizate prin folosirea unor tensiuni de comandă variabile adecvate. Această optimizare se referă la minimizarea puterii de comandă a nivelelor tensiunilor de comandă, sau a timpului de transmisie și la maximizarea capacității de transport a liniei, pentru aceeași diferență între nivelele active ale tensiunilor ϕ_A și ϕ_B (aceiași câmp extern). Pentru o linie dată, micșorarea consumului de putere de comandă se traduce prin micșorarea timpului mediu în care poarta este activată. Din punct de vedere al capacității de transport, nivelele active ale tensiunilor de comandă trebuie să fie cât mai mari. Din punct de vedere al vitezei de transmisie ele trebuie să fie cât mai mici, în scopul micșorării câmpului normal și măririi mobilității efective a purtătorilor.

În cele ce urmează se presupune că ϕ_B este fixat (dacă nu se specifică altfel) și se analizează efectele manipulării tensiunii de comandă ϕ_A . Se consideră, pentru început, că forma de undă a tensiunii $\phi_A(t)$ este dreptunghiulară. În figura 7

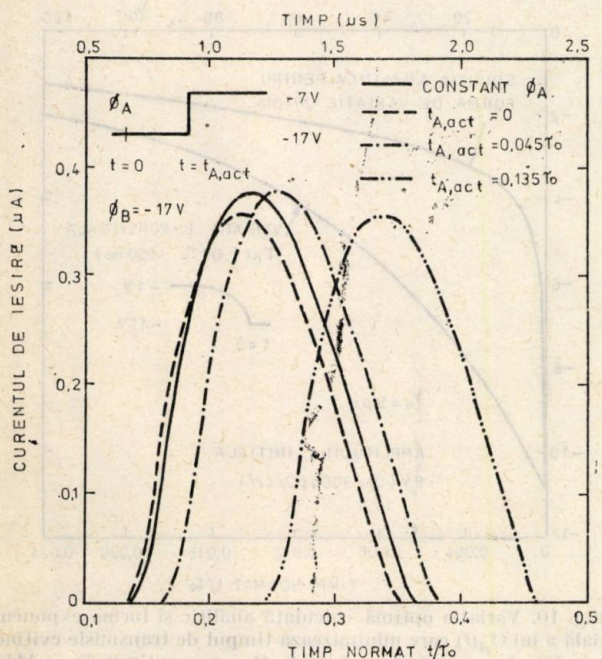


Fig. 7. Curentul de ieșire în funcție de timp, pentru diferite întârzieri ale comutării (activării) tensiunii de comandă ϕ_A .

sînt prezentate formele de undă a curentului de ieșire pentru diferite întârzieri (notate $t_{A,act}$) ale activării (ridicării) tensiunii ϕ_A față de momentul injectării sarcinii în linie ($t = 0$). Se observă că timpul de transmisie este mai mic în cazul activării lui ϕ_A la $t = 0$, decît în

cazul în care ϕ_A este activă înaintea injectării sarcinii (linie continuă). Aceasta se datorează câmpului tranzitoriu creat prin ridicarea bruscă a tensiunii ϕ_A , câmp care este mult mai mare decît câmpul staționar [12]. Deși puterea consumată este micșorată, folosirea unei tensiuni de comandă ϕ_A dreptunghiulară cu $t_{A,act} = 0$ nu permite introducerea în linie a unui pachet mai mare de sarcină față de cazul în care ϕ_A ar fi constantă. Acest deziderat poate fi însă atins prin activarea întîrziată a tensiunii ϕ_A ($t_{A,act} > 0$). Pe durata întîrzierii $t_{A,act}$ nu există câmp extern, dar distribuția de sarcină se „prăbușește”, așa cum arată figura 8 a, datorită

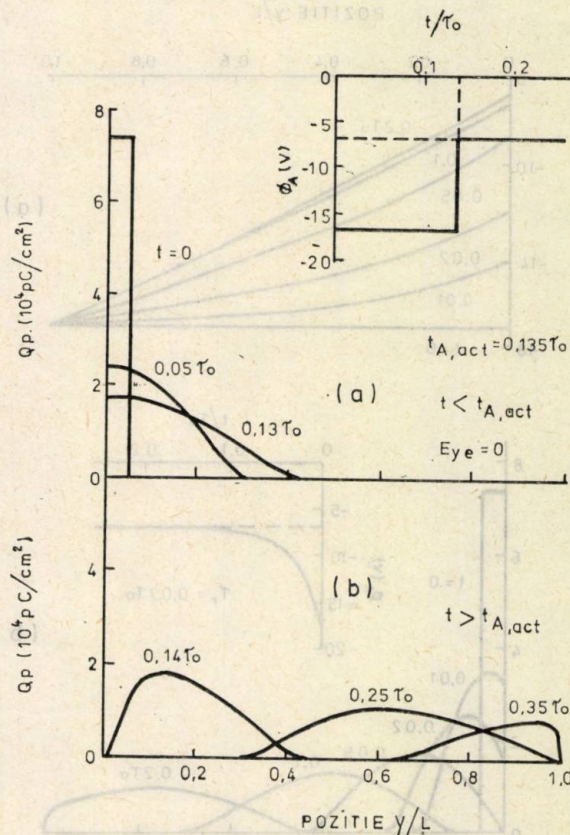


Fig. 8. Comportarea densității de sarcină în cazul unei tensiuni de comandă ϕ_A dreptunghiulară, punind în evidență (a) „prăbușirea” distribuției de sarcină înaintea activării tensiunii ϕ_A și (b) propagarea, în continuare, a impulsului de sarcină. ϕ_B este fixat la $-17V$.

câmpului autoindus și difuziei. Maximul densității de sarcină scade foarte rapid: cam la mai puțin de jumătate în $0,02 \tau_0$. Aceasta dă posibilitatea introducerii unui pachet de sarcină mult mai mare, pentru aceleași nivele de tensiuni de comandă. După activarea lui ϕ_A impulsul de sarcină se propagă ca în figura 8b. În afara măririi capacității de transport, această metodă de comandă reduce și consumul de putere prin micșorarea raportului între timpul cît ϕ_A este activă și timpul de transmisie; așa cum arată figura 7, timpul de transmisie (definit

ca momentul apariției maximului curentului de ieșire) crește cu numai aproximativ 60% din $t_{A,act}$, pentru valori moderate ale lui $t_{A,act}$ (sub $0,1 \tau_0$).

Capacitatea de transport a liniei poate fi mărită chiar lucrând cu $t_{A,act} = 0$ dacă tensiunea de comandă $\phi_A(t)$ crește în timp cu o viteză finită. În acest caz, simultan cu creșterea tensiunii de comandă are loc scăderea maximului densității de sarcină și astfel linia poate accepta un pachet de sarcină mai mare. În cazul unei creșteri exponențiale, de exemplu, a tensiunii ϕ_A , evoluția potențialului porții și a sarcinii mobile sînt prezentate în figura 9. Pentru o

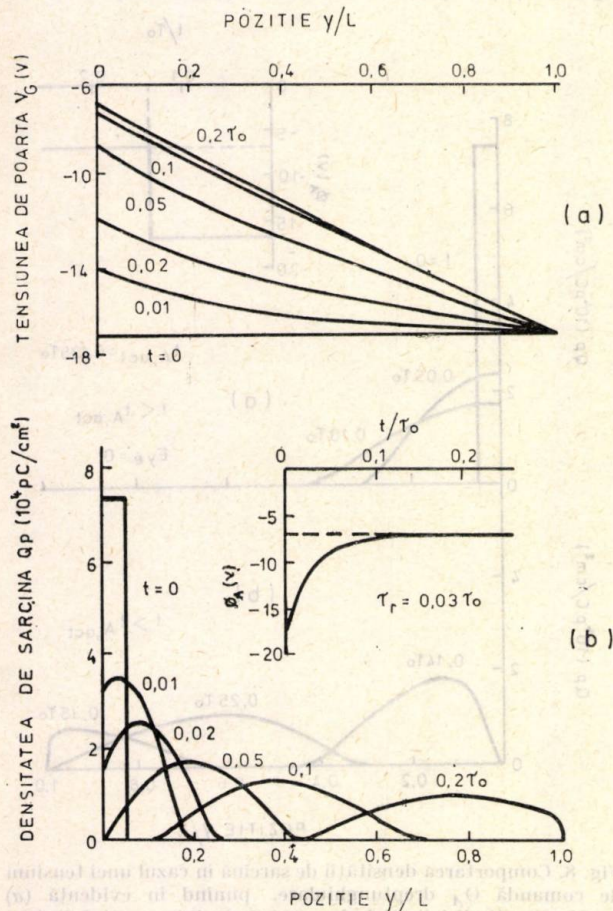


Fig. 9. (a) Potențialul în lungul porții rezistive și (b) densitatea sarcinii de semnal, pentru cazul unei tensiuni de comandă ϕ_A care crește exponențial în timp cu o constantă de timp $\tau_r \cdot \phi_B = -17$ V.

amplitudine dată a impulsului de sarcină de transmis, folosind nivele extreme date pentru tensiunea de comandă ϕ_A , se poate obține o expresie analitică pentru forma de variație optimă a funcției $\phi_A(t)$, pe baza modelului simplificat propus în [10]. Pentru ca timpul de transmisie să fie minim, $\phi_A(t)$ trebuie să crească cu o astfel de viteză, încît potențialul de suprafață în dreptul maximului densității de sarcină să fie menținut sub valoarea $2\phi_F$ pentru a se evita injectia sarcinii în substrat, unde, ϕ_F

reprezintă potențialul Fermi al substratului. În ipoteza că viteza maximă de creștere a lui $\phi_A(t)$ este mai mică decît viteza de răspuns a porții rezistive, potențialul în lungul porții prezintă o distribuție liniară quasi-staționară. În consecință, potențialul porții în dreptul maximului lui Q_p este dat de expresia:

$$V_G(y_{max}, t) = \phi_A(t) - \frac{\mu_{med}}{L^2} \frac{C_{ox}}{C_t} [\phi_A(t) - \phi_B]^2 t. \quad (16)$$

Potențialul porții este legat de potențialul de suprafață, în lipsa sarcinii mobile, prin relația:

$$V_G = \phi_{s0} - [-2V_0 \phi_{s0}]^{1/2}. \quad (17)$$

Pentru prevenirea injectiei în substrat este necesar ca:

$$v_{max}(t) + \phi_{s0}(y_{max}, t) \leq 2\phi_F, \quad (18)$$

unde v_{max} se obține direct din (15). După înlocuirii succesive se găsește variația optimă a lui $\phi_A(t)$ care satisface inegalitatea (18). Această variație optimă este prezentată în figura 10, în cazul unui pachet de sarcină ce corespunde

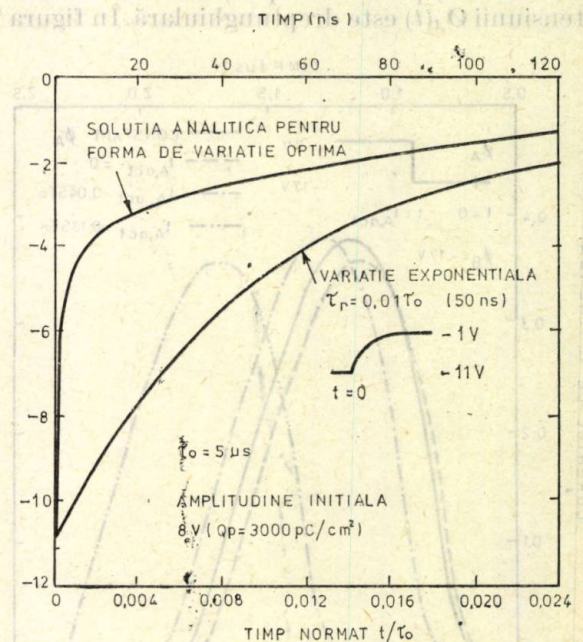


Fig. 10. Variația optimă calculată analitic și forma exponențială a lui $\phi_A(t)$ care minimizează timpul de transmisie evitînd injectia de sarcină în substrat. ϕ_B este menținut la -11 V.

unei diferențe de potențial de suprafață de 8V și pentru nivele extreme ale tensiunii de comandă de numai -1 V și -11 V. În aceleași condiții, constanta de timp minimă corespunzătoare unei variații exponențiale a tensiunii $\phi_A(t)$ a fost găsită prin simulări numerice în jurul valorii $0,01 \tau_0$.

După terminarea unui proces de transmisie (de exemplu un ciclu de citire) tensiunea de comandă ϕ_A este dezactivată, adică este readusă la nivelul lui ϕ_B în așa fel încît, în final, să nu curgă curent prin poartă. Pentru a economisi putere, ϕ_A poate fi însă dezactivată mai devreme. În figura 11 se prezintă sarcina relativă rămasă

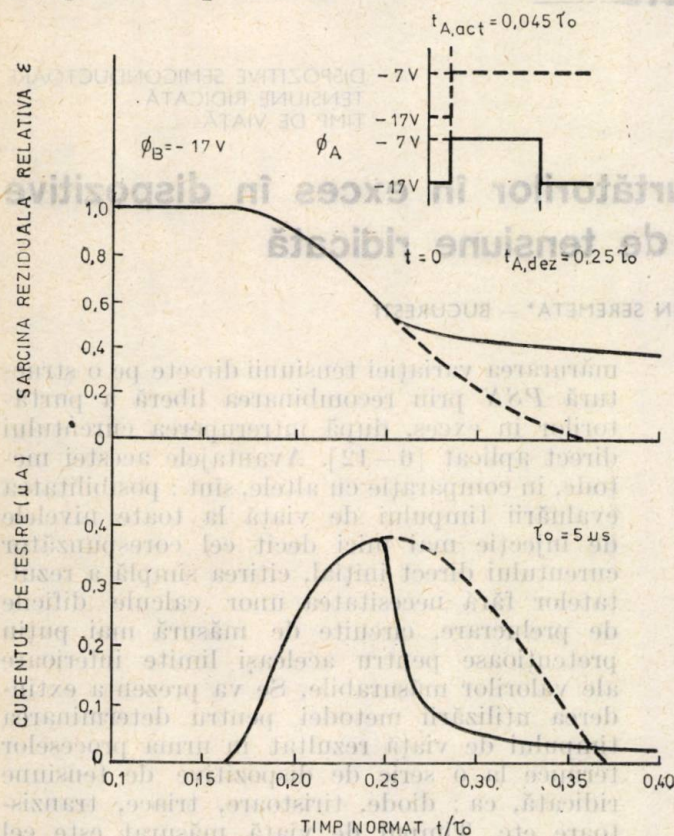


Fig. 11. Variația sarcinii reziduale relative și a curentului de ieșire în cazul dezactivării tensiunii ϕ_A înaintea terminării complete a procesului de transmisie. Curbele întrerupte arată variațiile respective în cazul menținerii active a lui ϕ_A un timp mult mai mare decât timpul de transmisie.

în linie și curentul de ieșire în acest caz, comparativ cu situația în care ϕ_A este menținută activă un timp nelimitat. După dezactivarea lui ϕ_A , cîmpul extern scade treptat către zero, datorită inerției de răspuns a porții rezistive. După anularea cîmpului sarcina mobilă este transferată foarte încet, procesul fiind guvernat, în principal, de difuzie. Deoarece $t_{A,dez}$ (momentul dezactivării lui ϕ_A) a fost ales aproximativ egal cu momentul apariției maximumului curentului de ieșire, valoarea acestui maximum nu este practic afectată de dezactivare.

Comanda liniei de transmisiune MOS poate fi realizată și printr-o tehnică complementară celei discutate mai sus, adică, prin menținerea tensiunii ϕ_A la o valoare fixă și coborîrea tensiunii ϕ_B . Datorită cîmpului tranzitoriu mai mare creat în acest caz la capătul $y = L$, această metodă este mai utilă pentru operația de golire a liniei de sarcină reziduală [2], [12].

Pentru transmisia propriu-zisă a informației, metoda este mai puțin eficientă deoarece sînt necesare nivele mult mai mari ale tensiunilor de comandă pentru manipularea unor pachete de sarcină de aceeași mărime, ca în cazul primei tehnici. Cele două metode de comandă pot fi însă combinate. Varianta de combinare secvențială constă în ridicarea tensiunii ϕ_A (pentru a beneficia de un cîmp tranzitoriu mai mare pe prima parte a liniei), urmată de coborîrea tensiunii ϕ_B (în scopul obținerii unui cîmp mărit pe ultima parte a liniei). În varianta simultană, ridicarea tensiunii ϕ_A se face concomitent cu coborîrea tensiunii ϕ_B . Această din urmă tehnică poate fi utilă în cazul efectuării unei operații de golire a liniei concomitent cu o operație de citire [12].

4. Concluzii

Procesul de transport al sarcinii libere într-o linie de transmisiune MOS a fost analizat în detaliu, prezentîndu-se o ecuație de transport generală și circuite echivalente, luînd în considerație dependența mobilității efective de cîmp, dependența capacității de golire de potențial, precum și variația în timp a tensiunilor de comandă. Au fost studiate caracteristicile de bază ale propagării și principalii parametri funcționali, punînd accentul pe contribuțiile relative ale diverselor mecanisme fizice. S-a arătat că, în general, pot fi transmise concomitent pe linie mai multe pachete de sarcină. Numărul lor maxim depinde de mărimea lor, de intensitatea cîmpului extern și de starea suprafeței (densitatea de stări de suprafață). Au fost, de asemenea, analizate și simulate pe calculator mai multe tehnici de comandă care îmbunătățesc performanțele funcționale ale liniei MOS.

Bibliografie

- [1] Hoffmann, K. Surface charge transport with an MOS-transmission line. In: Solid State Electronics, vol. 20, nr. 1, 1977, p. 177.
- [2] Hoffmann, K. The behaviour of the continuously charge-coupled random-access memory. In: IEEE J. Solid-State Circuits, vol. SC-11, nr. 5, 1976, p. 591.
- [3] Séguin, C. H. și Tompsett, M. F. Charge transfer devices. New York, Academic Press, 1975.
- [4] Bărsan, R. M. Distributed model analysis of charge-transfer devices. In: Rev. Roum. Phys., vol. 21, nr. 3, 1976, p. 239.
- [5] Mohsen, A. M., McGill, T. C. și Mead, C. A. Charge transfer in overlapping gate charge-coupled devices. In: IEEE J. Solid-State Circuits, vol. SC-8, nr. 3, 1973, p. 191.
- [6] Bărsan, R. M. The calculation of the electric fields in charge coupled devices using a Green's function solution of the potential in an MIS structure. In: Rev. Roum Phys., vol. 22, nr. 3, 1977, p. 289.
- [7] Caughey, D. M. și Thomas, R. E. Carrier mobilities in silicon empirically related to doping and field. In: Proceedings IEEE, vol. 55, nr. 12, 1967, p. 2192.
- [8] Pierrel, R. F. și Sah, C. T. An MOS-oriented investigation of effective mobility theory. In: Solid-State Electronics, vol. 11, 1968, p. 279.

- [9] Chan, C. H. și Chamberlain, S. G. Numerical methods for the charge transfer analysis of charge-coupled devices. In: Solid-State Electronics, vol. 17, 1974, p. 491.
- [10] Bârsan, R. M. A model for the charge propagation in an MOS transmission line. In: Rev. Roum. Phys., vol. 23, nr. 2, 1978, p. 189.
- [11] Bârsan, R. M. Computer simulation and distributed

model analysis of the free charge transport in an MOS transmission line. In: Rev. Roum. Phys., vol. 23, nr. 4 1978, p. 333.

- [12] Bârsan, R. M. Transient analysis of the gate potential for a resistive gate MOS transmission structure in deep depletion. In: Rev. Roum. Phys., vol. 22, nr. 9, 1977, p. 959.

CZ 621.385

DISPOZITIVE SEMICONDUCTOARE
TENSIIUNE RIDICATĂ
— TIMP DE VIAȚĂ

Analiza timpului de viață al purtătorilor în exces în dispozitive semiconductoare de tensiune ridicată

PETRU AL. DAN, DORIN SEREMETA* — BUCUREȘTI

Introducere

Timpul de viață al purtătorilor de sarcină în exces [1] este un parametru important în descrierea fenomenelor fizice care au loc în dispozitivele semiconductoare, prin influența directă asupra unor performanțe de dispozitiv (ca timpii de comutare, tensiunea de conducție etc.), cit și prin posibilitatea de a reflecta măsura în care a fost afectată rețeaua cristalină a semiconductorului de procesele termice pe care acesta le-a suferit în cursul procesului tehnologic. Rezultă necesitatea măsurării și analizei timpului de viață, în fazele timpurii ale fluxului tehnologic, pentru calcularea performanțelor viitoarelor dispozitive și stabilirea eventualelor corecții aplicate în proces, deci, folosirea acestei analize ca instrument de ghidare a tehnologiei.

Măsurarea timpului de viață în structuri semiconductoare cu joncțiuni se face prin metode indirecte. Dintre metodele de măsură aplicabile structurilor asimetrice de tip P^+N sau N^+P se pot nota: măsurarea impedanței diodei asimetrice, urmărirea procesului tranzitoriu declanșat de iradierea structurii cu raze X , analiza distorsiunilor introduse de diodă în anumite condiții de polarizare. Dispozitivele semiconductoare de tensiune ridicată au, în general, în componență zone slab dopate (de exemplu, structuri de tip PSN). Timpul de viață în regiunea „S”, slab dopată, a unor astfel de structuri (care prezintă cel mai mare interes) se poate măsura prin: analiza dependenței tensiunii de conducție în direct de grosimea zonei slab dopate, metode de corelare a timpului de viață cu sarcina stocată și timpul de revenire după aplicarea unui semnal de comutare [2—5] și alte procedee. O metodă importantă, utilizată și în această lucrare, constă în

măsurarea variației tensiunii directe pe o structură PSN prin recombinarea liberă a purtătorilor în exces, după întreruperea curentului direct aplicat [6—12]. Avantajele acestei metode, în comparație cu altele, sînt: posibilitatea evaluării timpului de viață la toate nivelele de injecție mai mici decît cel corespunzător curentului direct inițial, citirea simplă a rezultatelor fără necesitatea unor calcule dificile de prelucrare, circuite de măsură mai puțin pretențioase pentru aceleași limite inferioare ale valorilor măsurabile. Se va prezenta extinderea utilizării metodei pentru determinarea timpului de viață rezultat în urma proceselor termice la o serie de dispozitive de tensiune ridicată, ca: diode, tiristoare, triace, tranzistoare etc. Timpul de viață măsurat este cel echivalent, afectat de recombinarea la suprafața laterală a structurii PSN măsurate. Se va arăta că în anumite condiții se poate calcula atît timpul de viață de volum, eliminînd eroarea introdusă de suprafață, cit și o viteză echivalentă de recombinare la suprafață.

Punerea la punct și utilizarea metodei în sensul menționat mai sus, precum și analiza valorii și evoluției timpului de viață în procesele tehnologice, ca și influența recombinării la suprafața laterală reprezintă noutatea adusă de această lucrare.

1. Timpul de viață al purtătorilor în exces

Folosind notațiile uzuale pentru concentrațiile de purtători mobili de sarcină la echilibru și neechilibru termic (n_0, p_0 respectiv n, p), se notează concentrațiile de purtători în exces cu: $\Delta n = n - n_0, \Delta p = p - p_0$. Timpii de viață ai purtătorilor în exces sînt definiți astfel [1]:

$$\tau_n \equiv \frac{\Delta n}{\Re_n}; \quad \tau_p \equiv \frac{\Delta p}{\Re_p}, \quad (1)$$

* Ing. Dan, Al. P. și ing. Seremeta, D. lucrează la IPRS-Băneasa.

unde $\mathfrak{R}_n, \mathfrak{R}_p$ sînt vitezele nete de recombinare pentru electroni, respectiv goluri. Pe baza modelului Shockley — Read — Hall se poate arăta că în cazul staționar și pentru concentrații mici ale centrilor de recombinare, $\tau_n \approx \tau_p = \tau$ și există domenii de injecție în care timpii de viață sînt aproximativ constanți [1]. Astfel, pentru nivel mic de injecție ($\Delta n \ll n_0 + p_0$): $\tau \approx \tau_0$, iar pentru nivel mare de injecție ($\Delta n \gg n_0 + p_0$): $\tau \equiv \tau_h \approx \tau_{n0} + \tau_{p0}$, unde expresiile care definesc mărimile $\tau_0, \tau_{n0}, \tau_{p0}$ sînt bine cunoscute din literatură [1]. În cazul nestaționar, pentru concentrații mici ale centrilor de recombinare, se obține [13] o dependență exponențială a excesului de purtători în funcție de timp, cu aceleași constante de timp ca și în cazul staționar (τ_0, τ_h). Aceasta justifică aproximarea comportării nestaționare cu cea staționară în anumite condiții.

2. Metoda recombinării libere a purtătorilor în exces

Această metodă, care a fost abordată într-o serie de lucrări [6—12] se va nota prescurtat cu inițialele unei denumiri din limba engleză: Open Circuit Voltage Decay-OCVD.

Se consideră o structură de tip PS_nN cu stratul slab dopat de tip N , (fig. 1) cazul stra-

bilitatea acestei ipoteze la nivelele uzuale de injecție.

c. Concentrațiile de neechilibru termic în regiunea slab dopată au o distribuție uniformă: $p(x) = \text{const}$. Această condiție este echivalentă cu presupunerea utilizării unei diode simetrice, cu zona slab dopată nu prea groasă în comparație cu lungimea de difuzie, după cum se va vedea.

Se impune analiza structurii PS_nN în două regimuri de funcționare: 1 — în polarizare directă, regim ce constituie condiția inițială în măsurarea timpului de viață prin această metodă; 2 — în regimul tranzitoriu, consecutiv întreruperii curentului direct deci în intervalul de timp în care se face măsurătoarea. În ambele cazuri se fac evaluări privind tensiunea directă pe structură și concentrațiile de purtători.

În regim staționar, tensiunea directă pe structură este:

$$V_F + V_{j1} + V_{j2} + V_B, \quad (2)$$

unde tensiunile pe joncțiuni (V_{j1}, V_{j2}) se pot evalua din:

$$\frac{p(-w)}{p_0(-w)} = \exp\left(\frac{V_{j1}}{kT}\right); \quad \frac{n(w)}{n_0(w)} = \exp\left(\frac{V_{j2}}{kT}\right), \quad (2.a)$$

în care k este constanta lui Boltzmann, T — temperatura, q — sarcina electronului. Căderea de potențial în zona slab dopată (V_B) se calculează prin integrarea cîmpului electric în această regiune; V_B va avea o componentă ohmică și una de cîmp intern [4]. În urma întreruperii bruste a curentului (în timp mult mai scurt decît timpul de viață măsurat), considerînd că asupra structurii nu mai acționează nici o forță externă (fiind, deci, conectată la o impedanță infinită), se poate arăta că ambele componente ale tensiunii V_B se anulează, astfel încît la bornele structurii mai rămîne tensiunea:

$$V_F(t) = V_{j1}(t) + V_{j2}(t) = \frac{kT}{q} \ln \frac{p(-w, t) \cdot n(w, t)}{n_i^2}, \quad (3)$$

căci $p_0(-W, t) \cdot n_0(W, t) = p_0(-W, t) \cdot n_0(-W, t) = n_i^2$ pentru o structură simetrică. Așadar:

$$V_F(t) = \frac{kT}{q} \ln \frac{[p(w, t) + N_D] \cdot p(-w, t)}{n_i^2}, \quad (4)$$

de unde:

$$\left| \frac{dV_F}{dt} \right| = \frac{kT}{q} \left(\frac{1}{p + N_D} + \frac{1}{p} \right) \frac{dp}{dt} = \frac{kT}{q} \left(\frac{1}{p + N_D} + \frac{1}{p} \right) \frac{p - p_0}{\tau_p}. \quad (5)$$

tului de tip P se tratează analog. Concentrațiile de impurități acceptoare, respectiv donoare sînt notate cu N_A, N_D , iar coordonatele corespunzătoare joncțiunilor sînt $W, -W$. Teoria metodei OCVD se bazează pe următoarele ipoteze și simplificări, care vor fi discutate la sfîrșitul acestui paragraf:

a. Joncțiunile PS_n, NS_n sînt abrupte, iar concentrațiile de impurități sînt constante. În timp ce joncțiunile aliate îndeplinesc prima condiție, cele difuzate reale se îndepărtează mai mult sau mai puțin de aceasta.

b. Regiunile puternic dopate se află la nivel mic de injecție, efectul recombinării în aceste regiuni fiind neglijabil. Se va constata plauzi-

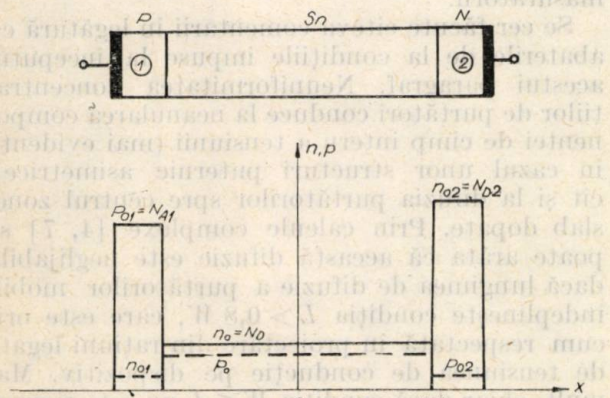


Fig. 1. Model simplificat de structură PSN ideală.

În ceea ce privește concentrațiile de purtători, se poate arăta că, în regim staționar, acestea satisfac în zona slab dopată ecuații de forma [10]:

$$\frac{\partial p}{\partial t} = \frac{\Delta p}{\tau_p} + A(p, I_F) \cdot \frac{\partial p}{\partial x} + B(p) \cdot \left(\frac{\partial p}{\partial x} \right)^2 + C(p) \cdot \frac{\partial^2 p}{\partial x^2} = 0. \quad (6)$$

În regimul tranzitoriu, în urma unor neglijări, ecuația (6) devine [10, 14]:

$$\frac{\partial p}{\partial t} = -\frac{\Delta p}{\tau_p} + D^* \frac{\partial^2 p}{\partial x^2}, \quad (7)$$

unde mărimea de calcul D^* tinde către coeficientul de difuzie ambipolar D la nivele mari de injecție, și către coeficientul de difuzie al gurilor D_p la nivele mici.

Relația (5) stă la baza măsurării timpului de viață prin metoda OCVD. Astfel: la nivel mare de injecție ($p \gg n_0 + p_0 \approx N_D$):

$$\tau_h \approx \frac{2kT/q}{|dV_F/dt|}, \quad (8)$$

iar la nivel mic de injecție ($p_0 \ll p \ll n_0 \approx N_D$):

$$\tau_0 \approx \frac{kT/q}{|dV_F/dt|}. \quad (9)$$

Metoda de măsură se bazează pe circuitul principal simplu din figura 2, în care se indică

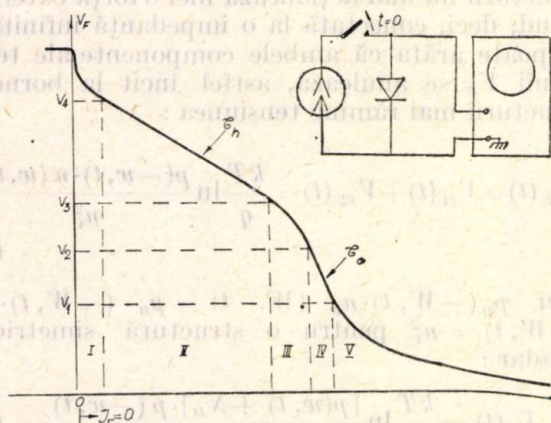


Fig. 2. Schema de principiu a montajului de măsură și tipul de oscilogramă obținut prin metoda OCVD.

și tipul de oscilogramă obținute experimental, având caracteristicile următoare zone: I — anularea tensiunii de tip ohmic urmată de o variație complicată a tensiunii directe datorită potențialului dat de câmpul intern, difuziei de purtători și recombinărilor în regiunile puternic

dopate: II — recombinare locală corespunzătoare nivelului mare de injecție, permițând determinarea lui τ_h ; III — tranziție între nivelul mare și nivelul mic de injecție; IV — recombinare locală corespunzătoare nivelului mic de injecție, permițând determinarea lui τ_0 ; V — nivel foarte mic de injecție ($p \gg p_0$). Măsurătorile la nivel mic de injecție trebuie făcute cu multe precauții pentru eliminarea elementelor parazite care, aici, se fac puternic resimțite: descărcarea capacității de barieră, recombinarea în regiunea de sarcină spațială, curenții de scurgere la suprafață, impedanța finită a circuitului de măsură.

Calculul nivelelor de injecție pentru care sînt valabile valorile măsurate se face pornind de la relația (4). Astfel, la nivel mare de injecție:

$$p \approx n = n_i \cdot \exp\left(\frac{qV_F}{2kT}\right). \quad (10)$$

iar la nivel mic de injecție:

$$p \approx (n_i^2/N_D) \cdot \exp\left(\frac{qV_F}{kT}\right). \quad (11)$$

unde valorile V_F limită pentru nivelele de injecție considerate se citesc de pe oscilograma măsurătorii.

Se cer făcute câteva comentarii în legătură cu abaterile de la condițiile impuse la începutul acestui paragraf. Neuniformitatea concentrațiilor de purtători conduce la neanularea componentei de câmp intern a tensiunii (mai evidentă în cazul unor structuri puternic asimetrice), cit și la difuzia purtătorilor spre centrul zonei slab dopate. Prin calcule complexe [4, 7] se poate arăta că această difuzie este neglijabilă dacă lungimea de difuzie a purtătorilor mobili îndeplinește condiția $L > 0,8 W$, care este oricum respectată în proiectare din rațiuni legate de tensiunea de conducție pe dispozitiv. Mai mult, chiar dacă condiția $W \leq L$ nu este riguros îndeplinită, timpul de viață se poate măsura relativ corect după un timp aproximativ egal cu τ de la efectuarea comutării, cînd concentrațiile de purtători devin practic uniforme. Pe de altă parte, efectul recombinării în regiunile puternic dopate, care conduce și la neuniformități accentuate ale concentrațiilor în zona slab dopată, devine neglijabil de la anumite nivele de injecție în jos, sau după un timp suficient de la comutare [15].

3. Determinarea timpului de viață în structuri PSN reale

Timpul de viață echivalent

O structură PSN reală prezintă o întrerupere laterală a rețelei cristaline, rezultată în urma decupării structurii din plachetă (fig. 3). În

zona suprafeței laterale recombinarea este mai puternică decât în volum, astfel încât timpul de viață măsurat (ca și parametrii care depind de el) va fi diferit de timpul de viață de volum. Electrozii metalici (și straturile puternic dopate) care acoperă întreaga suprafață a structurii

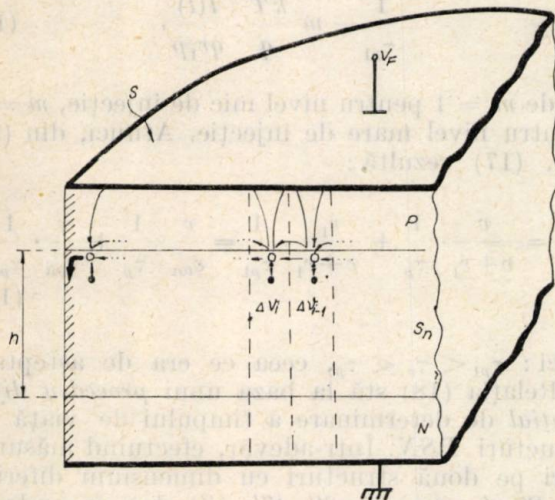


Fig. 3. Model simplificat de structură PSN reală.

forțează menținerea tensiunii V_F între oricare două puncte ale celor două fețe deci, existența aceleiași căderi de potențial pe joncțiuni, indiferent de poziția considerată. Așadar, conform relației (4), concentrațiile de purtători în zona slab dopată nu variază cu distanța față de suprafața laterală. Deoarece suprafața laterală conduce la recombinarea suplimentară a purtătorilor aflați în această zonă, dinamica purtătorilor de sarcină în interiorul stratului slab dopat va fi descrisă de recombinarea locală (de volum), la care se adaugă un flux de purtători înspre suprafața laterală, care menține constante concentrațiile, compensind efectul recombinării de suprafață.

Considerind un volum elementar Δv_i , în care concentrația de purtători în exces la un moment dat este p_i , volum în care, pe durata Δt intră δp_{i-1} purtători plecați din volumul Δv_{i-1} , și din care, pe aceeași durată, iar δp_i purtători, se poate descrie dinamica locală a purtătorilor cu ajutorul ecuației:

$$\frac{\Delta p_i}{\Delta t} \cdot \Delta v_i = -\frac{p_i - p_0}{\tau_p} \Delta v_i + \frac{\delta p_{i-1}}{\Delta t} \Delta v_{i-1} - \frac{\delta p_i}{\Delta t} \Delta v_i. \quad (12)$$

La suprafața laterală, ultimul termen din membrul drept al ecuației de mai sus se înlocuiește cu $s_p(p_i - p_0) \Delta S$ unde s_p este viteza de recombinare la suprafața laterală, iar ΔS — aria suprafeței laterale elementare considerate. Treccrea la limită ($\Delta v_i \rightarrow 0$; $\Delta t \rightarrow 0$) și integrarea ecuației (12) pe întreg volumul structurii,

ținând seama de independența valorilor p_i de poziția volumelor elementare considerate, permite descrierea globală a dinamicii purtătorilor în stratul slab dopat cu ajutorul ecuației:

$$\frac{dp}{dt} v_{\text{tot}} = -\frac{p - p_0}{\tau_p} v_{\text{tot}} - s_p(p - p_0) S_{\text{lat}}, \quad (12.a)$$

unde $v_{\text{tot}} = S \cdot h$ este volumul stratului slab dopat cu aria S și grosimea h , iar $S_{\text{lat}} = l \cdot h$ — este aria suprafeței laterale a stratului slab dopat cu perimetrul l . Se poate deci scrie:

$$\frac{dp}{dt} = -(p - p_0) \left(\frac{1}{\tau_p} + s_p \frac{l}{S} \right) = -\frac{p - p_0}{\tau_e}, \quad (13)$$

relație care permite definirea timpului de viață echivalent τ_e care se obține în urma măsurătorii prin metoda OCVD conform relațiilor (5), (8), (9), în care τ_p se înlocuiește cu τ_e . Așadar:

$$\frac{1}{\tau_e} = \frac{1}{\tau_p} + s_p \cdot \frac{l}{\delta}, \quad (14)$$

unde factorul $\delta \equiv S/l$ descrie geometria structurii. Se remarcă independența lui τ_e de forma structurii. Reprezentînd grafic ecuația (14) pentru un domeniu de valori oarecare, ca în figura 4, din intersecția drepte rezultate cu axa ordonatelor rezultă timpul de viață de volum τ_p , iar din panta drepte se deduce viteza

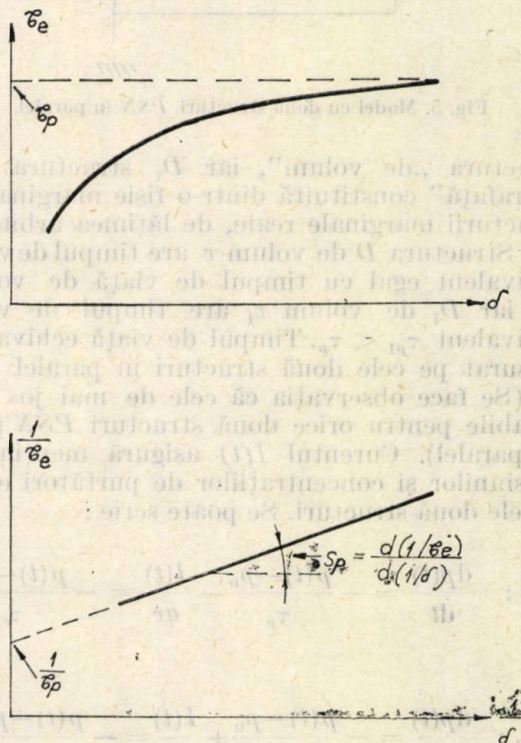


Fig. 4. Variația timpului de viață echivalent în funcție de factorul geometric $\delta = \text{aria/perimetrul structurii}$.

de recombinare la suprafață s_p . Cele de mai sus stau la baza unui *procedeu grafic* de determinarea timpului de viață în structuri PSN.

Este important de observat că s_p reprezintă de fapt o viteză echivalentă de recombinare la suprafață [16].

Model cu două structuri PSN în paralel

Un model simplu pentru structura din figura 3 este reprezentat de două structuri PSN în paralel, ca în figura 5, unde D reprezintă

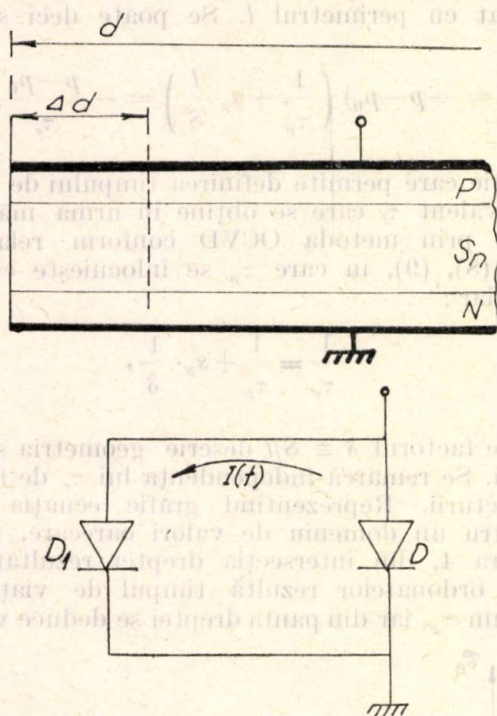


Fig. 5. Model cu două structuri PSN în paralel.

structura „de volum”, iar D_1 structura „de suprafață” constituită dintr-o fișie marginală a structurii marginale reale, de lățimea arbitrară Δd . Structura D de volum v are timpul de viață echivalent egal cu timpul de viață de volum τ_p , iar D_1 de volum v_1 are timpul de viață echivalent $\tau_{p1} < \tau_p$. Timpul de viață echivalent măsurat pe cele două structuri în paralel este τ_e . (Se face observația că cele de mai jos sînt valabile pentru orice două structuri PSN puse în paralel). Curentul $I(t)$ asigură menținerea tensiunilor și concentrațiilor de purtători egale la cele două structuri. Se poate scrie :

$$D: \frac{dp(t)}{dt} = -\frac{p(t)-p_0}{\tau_p} - \frac{I(t)}{qv} = -\frac{p(t)-p_0}{\tau_e}, \quad (15)$$

$$D_1: \frac{dp(t)}{dt} = -\frac{p(t)-p_0}{\tau_{p1}} + \frac{I(t)}{qv_1} = -\frac{p(t)-p_0}{\tau_e}. \quad (16)$$

Dacă sînt satisfăcute condițiile a, b, c din paragraful 2, utilizînd ecuația (5) se obține :

$$\left| \frac{dV_F}{dt} \right| = m \frac{kT}{q} \cdot \frac{1}{\tau_p} + m \frac{kT}{q} \cdot \frac{I(t)}{qv_p} = m \frac{kT}{q} \cdot \frac{1}{\tau_{p1}} - m \frac{kT}{q} \cdot \frac{I(t)}{qv_1 p}, \quad (17)$$

unde $m = 1$ pentru nivel mic de injecție, $m = 2$ pentru nivel mare de injecție. Atunci, din (8), (9), (17) rezultă :

$$\frac{1}{\tau_e} = \frac{v}{v+v_1} \cdot \frac{1}{\tau_p} + \frac{v_1}{v+v_1} \cdot \frac{1}{\tau_{p1}} = \frac{v}{v_{tot}} \cdot \frac{1}{\tau_p} + \frac{v_1}{v_{tot}} \cdot \frac{1}{\tau_{p1}}, \quad (18)$$

deci: $\tau_{p1} < \tau_e < \tau_p$, ceea ce era de așteptat.

Relația (18) stă la baza unui *procedeu diferențial* de determinare a timpului de viață în structuri PSN. Într-adevăr, efectuînd măsurători pe două structuri cu dimensiuni diferite (l', S', v' , respectiv l'', S'', v'') dar cu aceleași valori τ_p și τ_{p1} , se poate elimina τ_{p1} din relațiile (18) scrise pentru cele două structuri testate. Se obține :

$$\frac{1}{\tau_p} = \frac{1}{1-\alpha} \cdot \frac{1}{\tau_e'} - \frac{\alpha}{1-\alpha} \cdot \frac{1}{\tau_e''}, \quad (19)$$

unde :

$$\alpha = \frac{v_{tot}''/v_{tot}'}{v_1''/v_1'} = \frac{S''/S'}{(l'' \cdot \Delta d)/l' \cdot \Delta d} = \frac{\delta''}{\delta'}, \quad (20)$$

deci, efectuînd două măsurători se pot elimina efectele suprafeței laterale la determinarea timpului de viață. Se poate observa că relațiile (19)–(20) satisfac relația (14). Cele două procedee prezentate sînt, deci, echivalente, ultimul fiind mai comod, dar mai puțin precis, după cum se va vedea.

Model distribuit

În cazul unor structuri cu neuniformități în volum (zone cu timpi de viață diferiți) se poate aplica un model distribuit, cu n structuri PSN în paralel. Efectuînd calcule analoge celor anterioare se obține :

$$\frac{1}{\tau_e} = \sum_{i=1}^n \left(\frac{v_i}{v_{tot}} \cdot \frac{1}{\tau_{pi}} \right), \quad (21)$$

unde v_i, τ_{pi} caracterizează structura i .

4. Aplicații. Rezultate experimentale

Sînt prezentate în continuare cîteva aplicații ale procedeelor prezentate și unele rezultate experimentale destinate doar ilustrării metodei, obținute cu ajutorul unui aparat de construcție

proprie pentru măsurarea timpului de viață, cu vizualizare pe un osciloscop cu memorie tip Tektronix 549 cu viteză suficient de mare de inseriere. Întrucît în aceste experimente nu s-au putut lua toate precauțiile necesare înlăturării efectelor parazite care intervin la nivel mic de injecție, se vor comenta numai rezultatele obținute la nivele mari de injecție.

O primă aplicație a metodei constă în determinarea timpului de viață echivalent al unor structuri sau dispozitive de tip PSN, cu utilitate în calculul performanțelor acestor dispozitive. Este interesant că acest timp echivalent poate fi măsurat și pentru dispozitive cu geometrie verticală mai complexă (de exemplu tiristoare), folosind structuri care au suferit prelucrări tehnologice speciale, dar au trecut prin aceleași procese termice ca și dispozitivul studiat. Acest aspect va fi reluat mai departe. În curbele prezentate mai jos sînt înscrise prin triunghiuri și valori măsurate pe astfel de dispozitive.

Metoda OCVD își găsește o largă aplicabilitate în studiul evoluției timpului de viață în cursul procesului tehnologic. Pentru aceasta se introduc martori care vor deveni structuri PSN în urma proceselor termice respective, urmînd să fie măsurate după procesul termic în studiu. În figura 6 este prezentată, ca exemplu, o astfel de structură martor obținută prin același flux

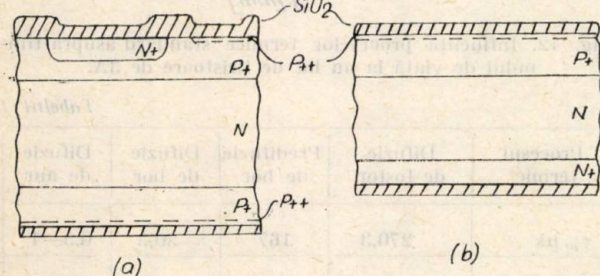


Fig. 6. Exemplu de comparație între structura dispozitivului studiat (a), și structura test pentru determinarea timpului de viață (b), realizate prin aceleași procese termice.

tehnologic ca și tiristorul alăturat (aflat înaintea fazei de metalizare), cu excepția unor prelucrări suplimentare mecano-chimice fără efect asupra timpului de viață. În anumite cazuri (concentrații puternice sau existența unor sticle dopate suficient de conductoare pe ambele fețe ale structurii) nu mai este necesară o depunere specială de metal pentru contactare, dar, în general, contactarea structurilor de test este o problemă foarte delicată, întrucît nu trebuie să afecteze timpul de viață. Avînd în vedere independența timpului de viață echivalent de forma geometrică a structurii, placheta martor este supusă unei divizări repetate, efectuîndu-se măsurători succesive ale timpului de viață echivalent pe structurile astfel obținute și caracterizate de factorul geometric $\delta = \text{suprafață/perimetru}$.

În figura 7 sînt prezentate oscilogramele obținute pentru o plachetă test de diode redresoare tip F, în care se pot recunoaște ușor toate zonele descrise în paragraful 2. Variația timpului de viață echivalent la nivel mare de injecție

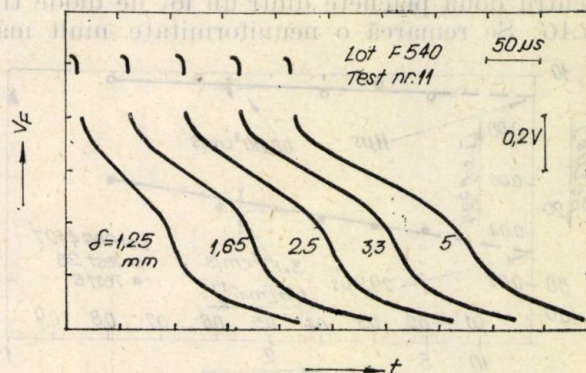


Fig. 7. Variația în timp a tensiunii în direct pe structuri PSN după întreruperea curentului direct, în funcție de factorul geometric δ .

pentru aceeași probă în funcție de δ a fost trasată în figura 8, valorile medii fiind calculate pentru toate structurile rezultate la un anumit nivel de divizare a structurii inițiale. În figura 9 este prezentat procedeul grafic aplicat aceluiași

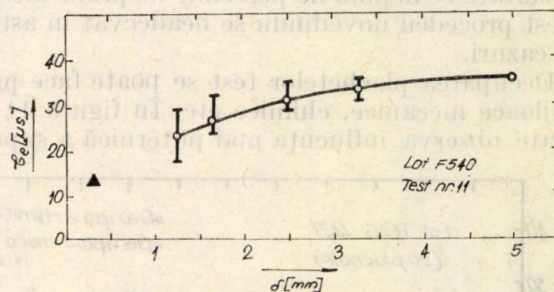


Fig. 8. Variația timpului de viață echivalent în funcție de factorul geometric δ la o plachetă de diode tip F. Triunghiul reprezintă o diodă F 407 obținută din același lot.

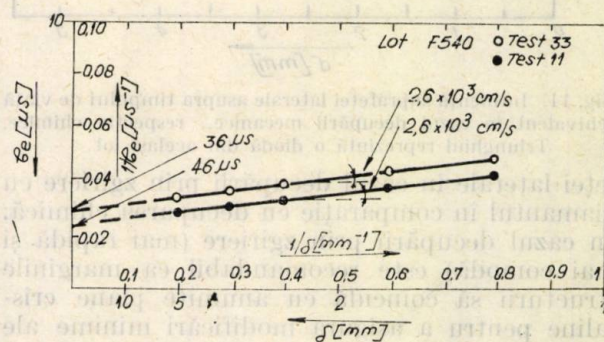


Fig. 9. Determinarea grafică a timpului de viață de volum și a vitezei echivalente de recombinare la suprafață la un lot de diode de tip F.

plachete în comparație cu altă plachetă din același lot. Se pot citi timpii de viață și vitezele de recombinare la suprafață. Dreptele au fost trasate folosind metoda celor mai mici pătrate.

Se observă că lotul prezintă o bună uniformitate, deci procedeul diferențial se poate aplica cu bună precizie, rezultând timpul de viață de volum de 46 μ s.

În figura 10 sînt prezentate rezultate similare pentru două plachete dintr-un lot de diode tip RAG. Se remarcă o neuniformitate mult mai

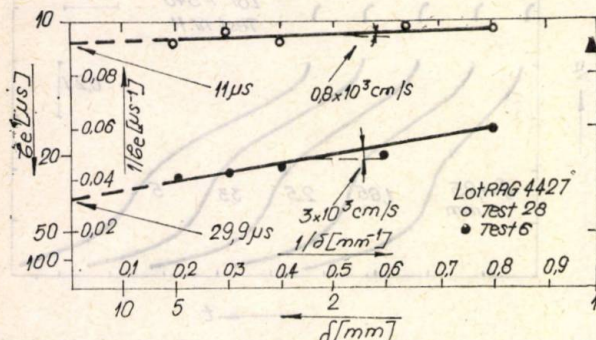


Fig. 10. Determinarea grafică a timpului de viață de volum și a vitezei echivalente de recombinare la suprafață la un lot de diode de tip RAG. Triunghiul reprezintă o diodă RAG din același lot.

pronunțată a timpului de viață pe lot, precum și timpi de viață inferiori celor obținuți la lotul de tip F. Neuniformitatea pe lot conduce la rezultate eronate prin procedeul diferențial (rezultate ce depind de perechile de probe alese), acest procedeu dovedindu-se neadecvat în astfel de cazuri.

Decuparea plachetelor test se poate face prin mijloace mecanice, chimice etc. În figura 11 se poate observa influența mai puternică a supra-

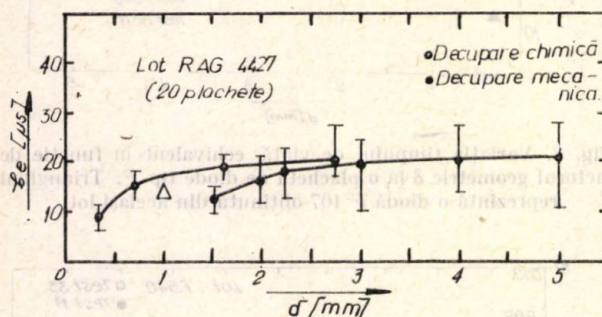


Fig. 11. Influența suprafeței laterale asupra timpului de viață echivalent în cazul decupării mecanice, respectiv chimice. Triunghiul reprezintă o diodă din același lot.

feței laterale în cazul decupării prin zgîriere cu diamantul în comparație cu decuparea chimică. În cazul decupării prin zgîriere (mai rapidă și mai comodă) este recomandabil ca marginile structurii să coincidă cu anumite plane cristaline pentru a asigura modificări minime ale vitezei de recombinare la suprafață (de exemplu : paralelograme cu unghi de 60°), deoarece spăr-turile necontrolate pot afecta considerabil suprafața laterală.

Evoluția timpului de viață în urma unor procese termice uzuale este ilustrată în figura 12 pentru un lot de tiristoare de 3 A. Tabelul 1 sintetizează rezultatele obținute pe acest lot.

Se remarcă micșorarea destul de puternică a timpului de viață de volum cu fiecare nou proces termic și relativa independență a recombina-

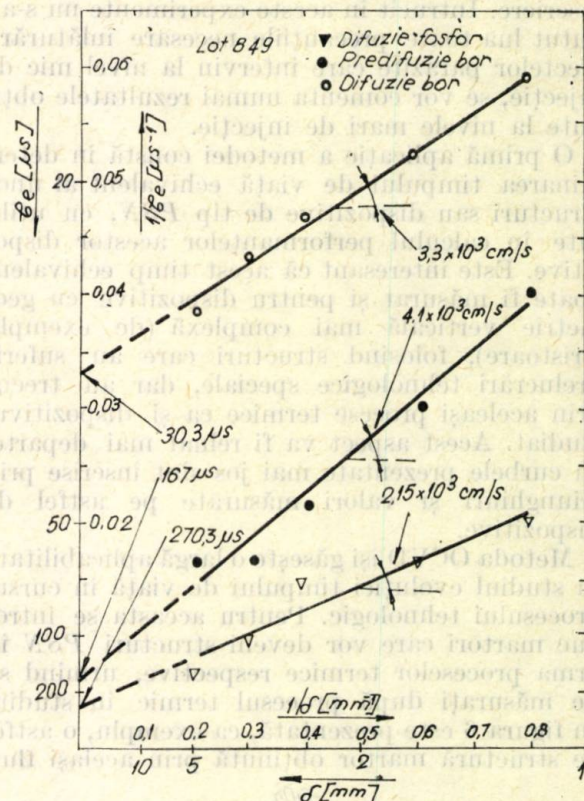


Fig. 12. Influența proceselor termice standard asupra timpului de viață la un lot de tiristoare de 3 A.

Tabelul 1

Procesul termic	Difuzie de fosfor	Predifuzie de bor	Difuzie de bor	Difuzie de aur
$\tau_p, \mu s$	270,3	167	30,3	0,5 — 1
$s_p, cm/s$	$2,15 \times 10^3$	$4,1 \times 10^3$	$3,3 \times 10^3$	(3×10^3)

nării la suprafața laterală de procesele termice, pentru tipul de decupare folosit. De asemenea, se constată efectul puternic al difuziei de aur necesare pentru varianta rapidă a tiristorului respectiv.

Influența unor tratamente speciale experimentate pe un lot de tiristoare de 200 A este prezentată în figura 13, din care reiese clar efectul tratamentului termic de revenire. Astfel, conform tabelului 2, difuzia de bor din sursa pensulată micșorează puternic timpul de viață de volum, în timp ce un tratament termic de revenire are efecte vizibile de îmbunătățire a acestuia. Se remarcă și aici independența recombinației la suprafață față de procesele termice anterioare.

Precizia de măsurare este foarte bună (practic, dependentă doar de precizia de citire a oscilogramelor), atât timp cât măsurătoarea nu

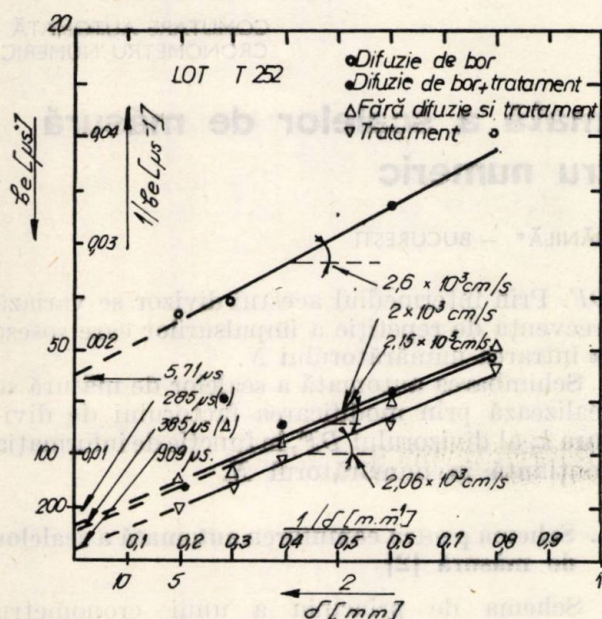


Fig. 13. Influența unor tratamente termice speciale asupra unui lot de tiristoare de 200 A.

Tabelul 2

$\tau_p, \mu s$	$s_p, cm/s$	Fără difuzie de bor	Cu difuzie de bor din sursă pensulată
Fără tratamentul termic de revenire		385/2,15 × 10 ³	57,1/2,6 × 10 ³
Cu tratament termic de revenire		909/2,05 × 10 ³	285/2 × 10 ³

este afectată sensibil de efectele parazite discutate în paragraful 2. Se poate face observația că abaterile punctelor experimentale de la dreapta $1/\tau_e = f(1/\delta)$, precum, și variațiile de pantă sînt determinate de neuniformități în interiorul plachetelor măsurate cît și pe suprafața laterală; aceste neuniformități pot fi studiate cu ajutorul modelului distribuit, prezentat mai sus. Decuparea succesivă permite izolarea neuniformităților care afectează timpul de viață dacă acestea sînt locale și în număr relativ redus (puncte slabe). Evident, astfel de măsurători și diagrame vin în sprijinul tehnologiei în punerea la punct și urmărirea unui flux tehnologic concret.

Din analiza oscilogramelor s-au putut determina limitele aproximative între care timpul de viață este constant. Astfel, nivelul mare de injecție se situează, în general, pentru structurile măsurate, între $10^{14} \dots 10^{16} \text{ cm}^{-3}$, iar nivelul mic de injecție între $10^{10} \dots 10^{12} \text{ cm}^{-3}$. Zonele slab dopate pentru care s-au obținut aceste valori orientative au $10^{13} \dots 10^{14}$ impurități/cm³, iar zonele puternic dopate—peste $10^{17} \dots 10^{18}$

cm⁻³, deci ipoteza *b* din paragraful 2 este corectă.

5. Concluzii

Timpul de viață a purtătorilor în exces în zona slab dopată a unor structuri semiconductoare de tensiune ridicată se poate măsura cu bună precizie cu ajutorul unor procedee bazate pe metoda recombinării libere a purtătorilor (OCVD). Timpul de viață măsurat este un timp echivalent, afectat de recombinația la suprafața laterală a structurii. Această valoare echivalentă, care poate diferi considerabil de valoarea din volum este cea care determină performanțele dispozitivului în cauză. Astfel de măsurători prezintă o mare importanță și pentru analiza evoluției timpului de viață (în strînsă corelație cu gradul de afectare a rețelei cristaline) în cursul procesului tehnologic. Controlul sistematic al acestui parametru permite observarea și corectarea „din mers” a proceselor termice, putînd deveni astfel un mijloc eficace de ghidare a tehnologiei.

Bibliografie

- [1] Drăgănescu, M. *Electronica corpului solid*, București, Ed. tehnică, 1973.
- [2] Moll, J. L. *P-N Junction Charged Stored Diode*. In: Proc. IRE, vol. 50, p. 43, 1962.
- [3] Hoffmann, A., Schuster, K. — *An Experimental Determination of the Carrier Lifetime in PIN Diodes from the Stored Carrier Charge*. In: SSE, vol. 7, p. 717, 1964.
- [4] Benda, H., Spenke, E. *Reverse Recovery Process in Silicon Power Rectifiers*. In: Proc. IEEE, vol. 55, p. 1331, 1967.
- [5] Kuo, Y. C., Davies, J. R. *Correlations between Reverse Recovery Time and Lifetime of p-n Junctions Driven by a Current Ramp*. In: IEEE Trans. on ED., vol. ED-9, p. 652, 1970.
- [6] Lederhandler, S. R., Giacoletto, L. J. *Measurements of Minority Carrier Lifetime and Surface Effects in Junction Devices*. In: Proc. IRE, vol. 43, p. 477, 1955.
- [7] Davies, L. W. *The Use of PLN Structures on Investigations of Transient Recombination from High-Injection Levels in Semiconductors*. In: Proc. IEEE, vol. 51, p. 1637, 1963.
- [8] Wilson, P. G. *Recombination in Silicon P N Diodes*. In: SSE, vol. 10, p. 145, 1967.
- [9] Bassett, R. J., Hogarth, C. A. *A Direct Comparison between Three Different Methods of Measuring the Minority Carrier Lifetime in the Silicon Slices*. In: Int. J. Electronics, vol. 25, p. 585, 1968.
- [10] Choo, S. C., Mazur, R. G. *Open Circuit Voltage Decay Behavior of Junction Devices*. In: SSE, vol. 13, p. 553, 1970.
- [11] Venkateswaran, K., Roulston, D. J. *Recombination Dependent Characteristics of Silicon P⁺LN⁺ Epitaxial Diodes*. In: SSE, vol. 15, p. 311, 1972.
- [12] Schlangenotto, H., Gerlach, W. *On the Post-Injection Voltage Decay of PSN Rectifiers at High Injection Levels*. In: SSE, vol. 15, p. 393, 1972.
- [13] Goureau, G. M. *Decay Law of the Concentration of Non-equilibrium Charge Carriers in Semiconductors*. In: Sov. Phys. J.E.T.P., vol. 6, p. 123, 1958.
- [14] McKelvey, J. P. *Solid State and Semiconductor Physics*, New York, Harper & Row, 1966, p.331—332.
- [15] Krause, J. *Messung der Ladungsträger-Konzentrationsverteilung im Mittelgebiet eines legierten Silizium — p.s.n. — Gleichrichters bei Belastung in Durchlassrichtung*. In: SSE, vol. 15, p. 846, 1972.
- [16] Grove, A. S. *Fizica și tehnologia dispozitivelor semiconductoare*, București, Ed. tehnică, 1973.

CZ 681.11 : 621.316

COMUTARE AUTOMATĂ
CRONOMETRU NUMERIC

Schemă pentru comutarea automată a scalelor de măsură la un cronometru numeric

MIRCEA BODEA, THEODOR DĂNILĂ* — BUCUREȘTI

Introducere

Schema-bloc a unui cronometru numeric este indicată în figura 1 [1].

Impulsurile de frecvență f , date de generatorul de impulsuri G , atacă intrarea porții P . Poarta P este comandată de impulsurile de

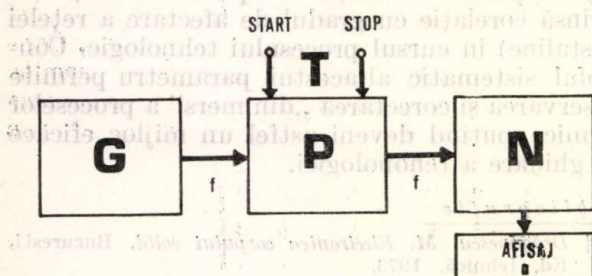


Fig. 1. Schema-bloc a unui cronometru numeric.

START și *STOP* care delimitează în timp intervalul T , ce trebuie măsurat. Numărul de impulsuri n acumulat în numărător este proporțional cu intervalul de timp T , în conformitate cu relația evidentă:

$$n = Tf.$$

Din această relație rezultă că alegerea unei scale de măsură implică, de fapt, alegerea unei anumite valori a frecvenței de repetiție a impulsurilor date de generatorul de impulsuri.

În lucrarea de față se descrie o schemă de comutare automată a scalelor de măsură, utilizată la un cronometru numeric a cărui schemă bloc este indicată în figura 2. Impulsurile date

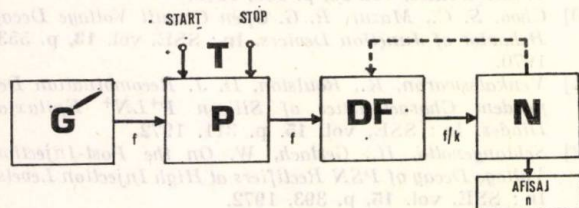


Fig. 2. Schema-bloc a unui cronometru numeric cu comutarea automată a scalelor de măsurare.

de generatorul de impulsuri G ajung — după ce trec prin poarta P — la divizorul de frecvență

* Ing. Bodea, M. și ing. Dănilă, Th. sînt șefi de lucrări la Institutul politehnic din București, Facultatea de electronică și telecomunicații, respectiv Automatică.

DF . Prin intermediul acestui divizor se variază frecvența de repetiție a impulsurilor care sosesc la intrarea numărătorului N .

Schimbarea automată a scalelor de măsură se realizează prin modificarea factorului de divizare k , al divizorului DF , în funcție de informația conținută în numărătorul N .

1. Schema pentru comutarea automată a scalelor de măsură [2]

Schema de principiu a unui cronometru numeric cu comutarea automată a scalelor de măsură este prezentată în figura 3 pentru cazul particular al unui cronometru, cu următoarele caracteristici esențiale:

- afișarea cu trei cifre a intervalului de timp măsurat;
- scala minimă: 999 μ s;
- scala maximă: 999 s.

Considerarea acestor caracteristici particulare s-a făcut numai pentru a ilustra mai clar structura și funcționarea schemei propuse, fără a se impune însă limitări asupra generalității soluției adoptate.

Totodată, trebuie observat că în schema de principiu din figura 3, în conformitate cu scopul acestei lucrări, se detaliază numai aspectele legate de comutarea automată a scalelor de măsură.

Descrierea elementelor schemei

Divizorul de frecvență (DF) se realizează prin conectarea în cascadă a șase numărătoare decadice. Se obține, în acest fel, un factor de divizare a cărui valoare este un multiplu de 10, în intervalul $1 \dots 10^6$.

Distribuitoarea de impulsuri (DI) se compune din șapte tranzistoare ($T_1, T_2, \dots, T_7$) care au sarcina din colector comună; ieșirea din DI , se face din colectoarele tranzistoarelor. Bazele tranzistoarelor sînt conectate la ieșirile DF . Emitoarele se leagă la ieșirile registrului de deplasare R .

Schema DI este realizată în așa fel ca atunci cînd pe emiterul unui tranzistor se aplică nivelul logic 1 (TTL) tranzistorul să fie blocat, indiferent de comanda din bază; cînd se aplică însă nivelul logic 0 (TTL) tranzistorul poate fi fie saturat, fie blocat, în funcție de comanda din

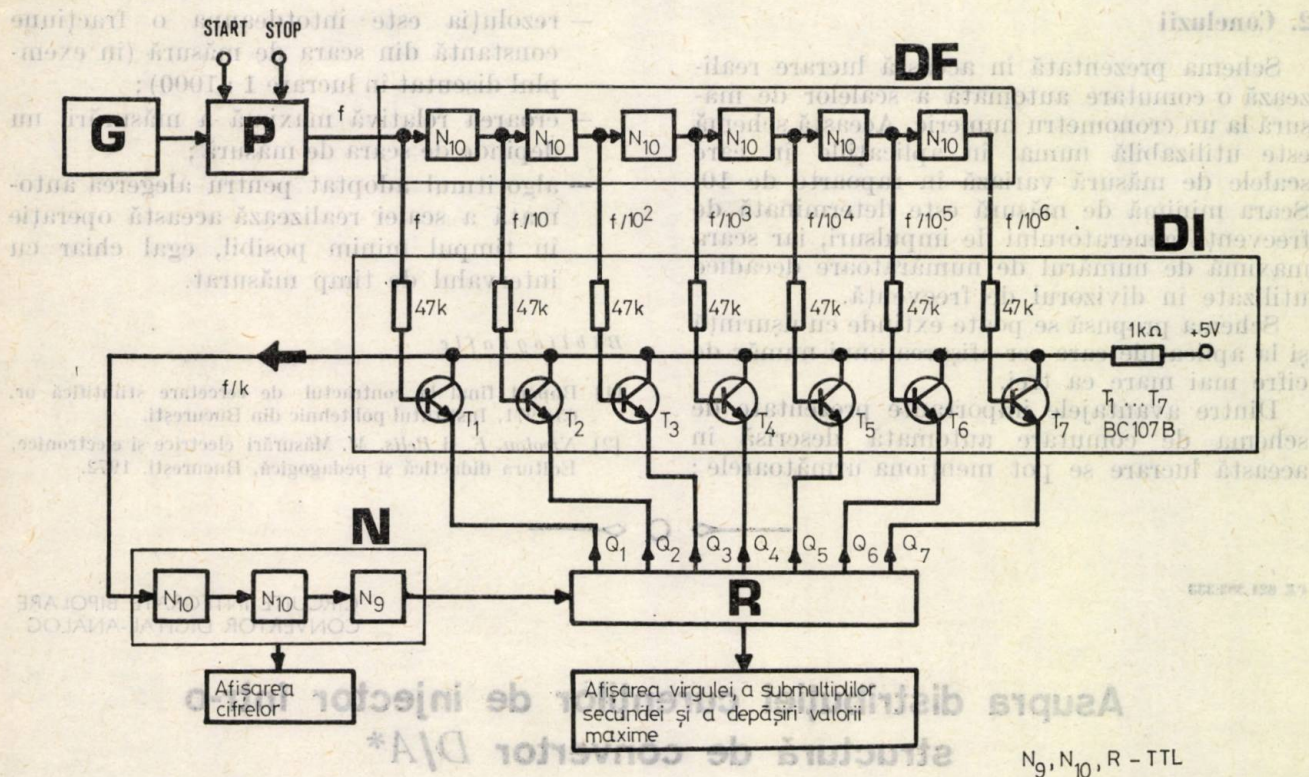


Fig. 3. Schema de principiu a unui cronometru numeric cu comutarea automată a scalelor de măsură.

bază. Rezultă că factorul de divizare k are o valoare dependentă de conținutul registrului de deplasare R .

Impulsurile care rezultă la ieșirea DI se aplică număratorului N , care numără cu 999, realizat prin montarea în cascadă a două numărătoare cu 10 (N_{10}) și a unui numărator cu 9 (N_9). Numărătorul N_9 corespunde cifrei cele mai semnificative.

După cum va rezulta din descrierea funcționării schemei decodarea stării număratorului N va permite afișarea cifrelor corespunzătoare valorii măsurate, iar decodarea stării registrului de deplasare afișarea poziției virgulei, a submultiplului unității de măsură (μs , ms , s) și indicarea faptului că s-a depășit valoarea maximă care poate fi măsurată.

Frecvența de repetiție a impulsurilor date de generatorul G este $f = 1 \text{ MHz}$.

Funcționarea schemei

Înainte de apariția impulsului de $START$ în toate numărătoarele se înscrie zero, iar în registrul de deplasare **0111111** (respectiv ieșirile $Q_1, Q_2, \dots, Q_7$). Coeficientul de divizare are valoarea $k = 1$. Prin decodarea conținutului număratorului N și a registrului de deplasare se afișează $0 \mu s$. (Numărătorul N_9 este astfel realizat încât realizează secvența de numărare $0, 1, 2, \dots, 9, 1, 2, \dots$).

Apariția impulsului de $START$ deschide poarta P și la intrarea număratorului N ajung impulsuri cu frecvența de repetiție de 1 MHz .

Dacă intervalul de timp măsurat este mai mare de $999 \mu s$ numărătorul N ajunge la 999. Impulsul 1000 cu frecvența de 1 MHz pune numărătorul N în poziția 100 și, totodată, determină apariția la ieșirea sa a unui impuls care comandă registrul de deplasare astfel ca să se înscrie **1011111**. Tranzistorul T_2 devine operativ, toate celelalte tranzistoare fiind blocate. Factorul de divizare ia valoarea $k = 10$. La intrarea număratorului N se aplică acum impulsuri cu frecvența de repetiție de 100 kHz . Prin decodarea stării număratorului N și a registrului de deplasare R se afișează $1,00 \text{ ms}$.

Dacă intervalul de timp măsurat este mai mare de $9,99 \text{ ms}$ la al 1000-lea impuls cu frecvența de repetiție de 100 kHz procesul descris anterior se repetă: starea registrului de deplasare devine **1101111**, factorul de divizare ia valoarea $k = 10^2$, frecvența de repetiție a impulsurilor la intrarea număratorului N devine 10 kHz . Se afișează $10,0 \text{ ms}$.

Secvențele de modificare a afișajului sînt în continuare următoarele: $10,1 \text{ ms}, 10,2 \text{ ms}, \dots, 99,9 \text{ ms}, 100 \text{ ms}, 101 \text{ ms}, \dots, 999 \text{ ms}, 1,00 \text{ s}, 1,01 \text{ s}, 9,99 \text{ s}, 10,0 \text{ s}, 10,1 \text{ s}, \dots$, etc., pînă la apariția impulsului de $STOP$ care blochează poarta P și determină oprirea indicației la valoarea corespunzătoare a intervalului de timp scurs între impulsurile de $START$ și $STOP$.

Valoarea maximă a indicației este 999 s . Depășirea acestei valori este semnalată prin decodarea stării **1111111** a registrului de deplasare.

2. Concluzii

Schema prezentată în această lucrare realizează o comutare automată a scalelor de măsură la un cronometru numeric. Această schemă este utilizabilă numai în aplicațiile în care scalele de măsură variază în rapoarte de 10. Scara minimă de măsură este determinată de frecvența generatorului de impulsuri, iar scara maximă de numărul de numărătoare decadice utilizate în divizorul de frecvență.

Schema propusă se poate extinde cu ușurință și la aplicațiile care cer afișarea unui număr de cifre mai mare ca trei.

Dintre avantajele importante prezentate de schema de comutare automată descrisă în această lucrare se pot menționa următoarele :

- rezoluția este întotdeauna o fracțiune constantă din scara de măsură (în exemplul discutat în lucrare 1 : 1000);
- eroarea relativă maximă a măsurării nu depinde de scara de măsură;
- algoritmul adoptat pentru alegerea automată a scalei realizează această operație în timpul minim posibil, egal chiar cu intervalul de timp măsurat.

Bibliografie

- [1] Raport final la contractul de cercetare științifică nr. 65/1971, Institutul politehnic din București.
- [2] Nicolau, E. și Belș, M. Măsurări electrice și electronice, Editura didactică și pedagogică, București, 1972.

CZ 621.382.333

CIRCUITE INTEGRATE BIPOLARE
CONVERTOR DIGITAL-ANALOG

Asupra distribuției curenților de injector într-o structură de convertor D/A^*

ANDREI VILD-MAIOR, MIRCEA BODEA** — BUCUREȘTI

Introducere

Începînd din anul 1972 au fost comunicate mai multe familii de circuite integrate logice realizate în procese tehnologice similare procesului standard cu strat îngropat, (SBC) care abordează într-o manieră nouă proiectarea porții logice elementare, între care se pot cita I^2L (sau MTL), C^3L , SFL , CHL etc. Datorită acestor dezvoltări, circuitele logice bipolare intră în competiție cu circuitele MOS în domeniul nivelului de integrare, pîrînd a marca un ușor avantaj în privința timpului de propagare și a puterii disipate și un dezavantaj referitor la costul de fabricație actual; se așteaptă însă ca experiența care se va cîștiga în viitorul apropiat în producția de circuite bipolare LSI să provoace o rapidă scădere a prețurilor [1].

Variantele de proiectare enumerate mai sus au aceleași particularități esențiale; de aceea, le vom numi generic *logică de injecție*.

Ideile fundamentale valorificate în majoritatea variantelor logicii de injecție sînt [2]:

- eliminarea totală a rezistențelor; în locul lor se utilizează surse de curent și sarcini active;

* Lucrarea prezentată la sesiunea științifică a ICCE, IPRS și IPB, București, 24—25 iunie 1976.

** Vild-Maior, A. este inginer la Întreprinderea de piese radio și semiconductori (IPRS); Bodea, M. este șef de lucrări la Institutul politehnic — București.

- variabilele logice sînt curenții injectați (sau colectați) în joncțiuni;
- utilizarea largă a tranzistorului *pnp* lateral;
- utilizarea tranzistorului *nnp* inversat, *as-cendent*.

Consecințele aplicării acestor idei au fost:

- reducerea ariei porții logice la aria unui tranzistor efectiv SBC;
- eliminarea oricărei izolări între componente;
- extinderea domeniului de funcționare către curenți foarte mici, fără a afecta grav timpul de propagare.

Caracteristicile cele mai importante ale circuitelor realizate în logica integrată de injecție sînt:

- simplitate tehnologică remarcabilă (variantele cea mai simplă utilizează numai patru măști și două difuzii);
- densitate de împachetare mare (pînă la 400 porți/mm²);
- produs putere disipată $\times$ timp de propagare mic (~ 1 pJ) și constant, pentru o gamă largă de valori ale curentului de alimentare;

• deosebită versatilitate; aceasta privește atât numărul mare de funcții logice care se pot realiza ușor, cât și compatibilitatea tehnologică cu componentele „clasice” ale circuitelor integrate bipolare logice sau liniare, care se pot realiza simultan, pe același cip.

Încă nu există circuite în logica de injecție care să fi devenit standarde industriale. Totuși, s-a comunicat realizarea numărului mare de circuite, acoperind un spectru foarte larg de aplicații, de la produsele de larg consum (ceasul sau orga electronică) până la utilizări profesionale foarte pretentioase (microprocesorul).

Desigur, realizarea tehnologică a circuitelor în logica integrată de injecție nu este lipsită de dificultăți importante. Studiul de față reprezintă o investigație a problemelor care se pot ivi în funcționarea acestor structuri din punct de vedere al distribuției curenților injectați.

1. Convertorul digital-analog

Dintre circuitele simple, amplificatorul de curent [3] este interesant deoarece permite studiul porților izolate cu diferite structuri și intră în componența circuitelor mai complexe.

Amplificatorul de curent se bazează pe faptul că joncțiunile emitor-bază ale tranzistoarelor *pnp* laterale se află la același potențial, ceea ce face ca în ele să se injecteze o aceeași densitate de curent. În consecință, curentul care va străbate aceste tranzistoare va fi proporțional cu aria laterală activă a emitorului.

Între emitorul și colectorul tranzistorului *pnp* se interpune un electrod suplimentar, de comandă. Câtă vreme nu este acționat, el colectează curentul care îi sosește de la emitor și îl reinjectează spre colector. Există însă posibilitatea ca prin acest electrod să se absoarbă (de către un circuit de comandă) curentul care îl traversează, privind astfel curentul de ieșire de contribuția celulei respective. Această idee este caracteristică variantei *CHL* (logică cu deturnarea curentului) [2].

Ea permite realizarea imediată a unui convertor *D/A* prin cablarea ieșirilor mai multor amplificatoare de curent ponderate convenabil, comandate de tranzistoare *nnp* ascendente; utilizarea tranzistoarelor *nnp* ascendente este o idee tipică pentru varianta *I²L* și are ca rezultat o reducere spectaculoasă a ariei necesare precum și o simplificare importantă a tehnologiei [2].

Se ajunge astfel la schema de principiu prezentată în figura 1.

Trebuie făcută observația că circuitul din figura 1 este un convertor *D/A* complet, care furnizează pe o singură ieșire un curent proporțional cu numărul binar „scris” la cele patru intrări; această trăsătură îl deosebește în mod esențial de sursele de curenți ponderați clasici

(de pildă *AD 550*) * care au nevoie și de rețele pasive pentru a obține treptele de tensiune (de pildă, rețeaua de rezistențe cu straturi subțiri *AD 850*) *.

Funcționarea circuitului este evidentă; curentul de ieșire este proporțional cu numărul binar „scris” la cele patru intrări:

$$I_{\text{ieșire}} = (A \cdot 2^0 + B \cdot 2^1 + C \cdot 2^2 + D \cdot 2^3) \cdot I_0,$$

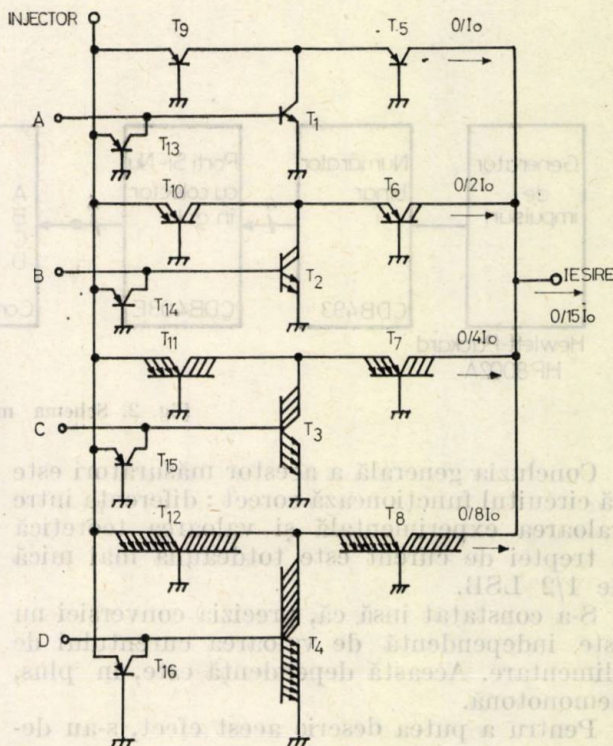


Fig. 1. Schema de principiu a convertorului *D/A*.

unde *A*, *B*, *C* și *D* iau valoarea „1” atunci când din intrarea respectivă se absoarbe curent, iar *I*₀ este stabilit de curentul de alimentare. Ponderile intrărilor sunt realizate prin simpla mărire a ariei celulelor care furnizează curentul transferat (sau, nu) la ieșire.

Se observă că emitoarele tranzistoarelor *pnp* *T*₉ ... *T*₁₆ sunt la același potențial; în plus, toate aceste tranzistoare au baza la masă. În consecință, joncțiunea emitor-bază a acestor tranzistoare va fi comună, iar colectoarele vor fi plasate împrejurul emitorului, ca în orice tranzistor *pnp* lateral multicolector. Similitudinea cu tranzistorul *pnp* lateral multicolector este mai profundă și se datorează funcției de sursă de curent a acestei componente. De obicei, în circuitele logicii de injecție, emitorul tranzistorului *pnp* multicolector este proiectat sub forma unei bare lungi; de o parte și de alta a lui sunt plasate numeroase colectoare. De aceea, regiunea de tip *p* care constituie emitorul este o parte distinctă și poartă numele de „injector”.

* Circuite fabricate de „Analog Devices”

Convertorul a fost realizat în varianta tehnologică cea mai simplă (cu patru măști și două difuzii selective) derivată din procesul standard, cu strat îngropat difuzat neselectiv.

2. Date experimentale

Măsurarea treptelor de curent s-a efectuat pentru diferite valori ale curentului de injector cu montajul din figura 2.

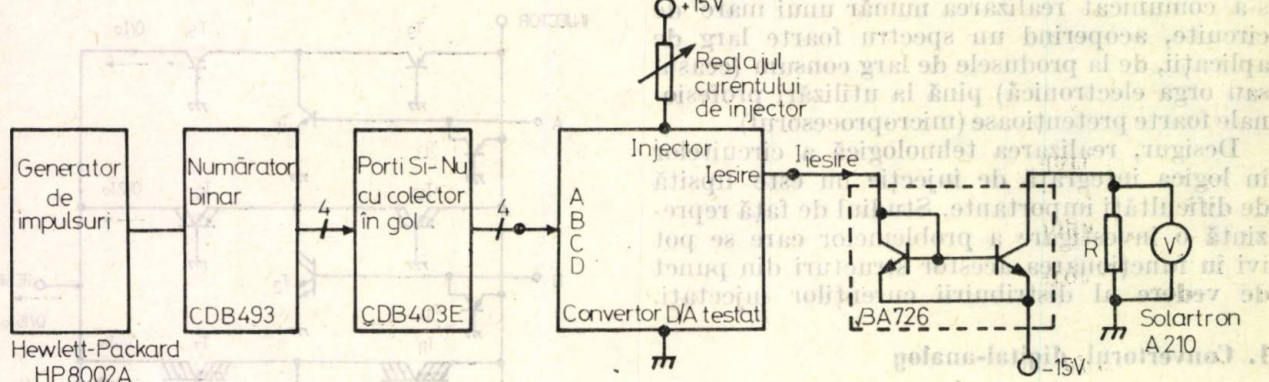


Fig. 2. Schema montajului de măsură.

Concluzia generală a acestor măsurători este că circuitul funcționează corect: diferența între valoarea experimentală și valoarea teoretică a treptei de curent este totdeauna mai mică de 1/2 LSB.

S-a constatat însă că, precizia conversiei nu este independentă de valoarea curentului de alimentare. Această dependență este, în plus, nemonotonă.

Pentru a putea descrie acest efect, s-au definit următoarele mărimi:

- curentul mediu per colector, pentru o celulă dată:

$$I_1 = \frac{I_{\text{iesire}}}{1} \quad A=1, B=0, C=0, D=0,$$

$$I_2 = \frac{I_{\text{iesire}}}{2} \quad A=0, B=1, C=0, D=0,$$

$$I_4 = \frac{I_{\text{iesire}}}{4} \quad A=0, B=0, C=1, D=0,$$

$$I_8 = \frac{I_{\text{iesire}}}{8} \quad A=0, B=0, C=0, D=1,$$

- curentul mediu de ieșire:

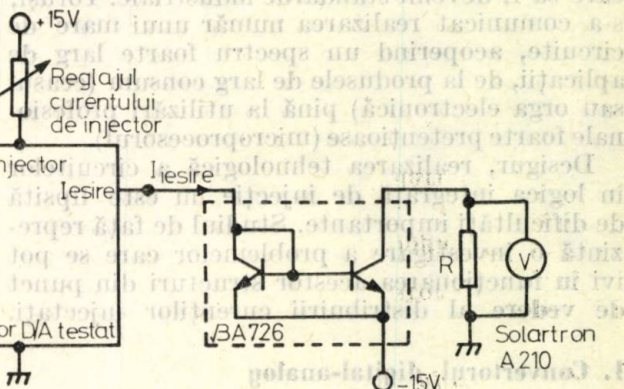
$$I = \frac{\sum_i I_i}{\sum_i i}, \quad i = 1, 2, 4, 8,$$

- curentul mediu normat (per colector, pentru celula i):

$$\bar{I}_i^* = \frac{I_i}{i I}$$

Date experimentale utilizate în elaborarea modelului sînt curenții medii normați, analizați în funcție de treapta minimă teoretică I_0 :

$$I_0 = \frac{I_{\text{iesire}} (A=1, B=1, C=1, D=1)}{15}$$



3. Modelul teoretic

Ipoteza fundamentală pentru elaborarea modelului [4] este că, sursa de eroare principală o constituie distribuția neuniformă a curentului de injector în lungul injectorului, datorată rezistențelor serie parazite.

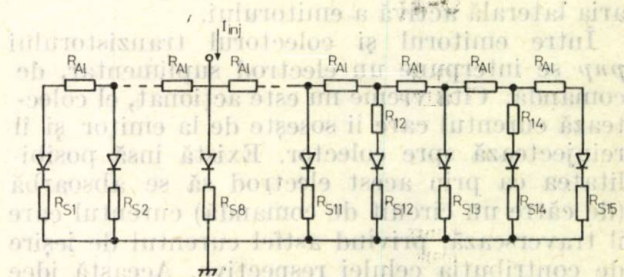


Fig. 3. Circuitul echivalent al injectorului.

Se adoptă circuitul echivalent din figura 3. În această figură, notațiile au următoarea semnificație:

- R_{A1} este rezistența traseului de Al care urmărește traseul injectorului pentru a-1 face cât mai echipotențial. Acest „sunt” de Al are două întreruperi: în dreptul celulei a 12-a și în dreptul celulei a 14-a. Rezistența serie a regiunii p este luată în considerație prin R_{12} și R_{14} .

Pe structura reală întreruperea din dreptul celulei a 12-a este mai importantă decît cea din dreptul celulei a 14-a, deci, este de așteptat ca $R_{12} > R_{14}$.

- R_{sj} ($j=1 \dots 15$) reprezintă rezistența serie a regiunii n (stratul epitaxial și stratul îngropat). Această rezistență va fi sensibilă la poziția contactului pe regiunea n . Pe structura experimentală, acest contact este plasat ca în figura 4.

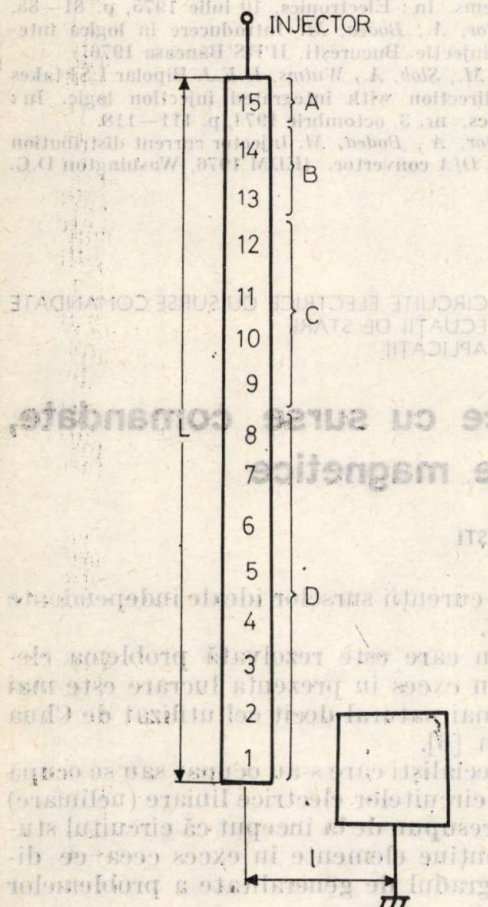


Fig. 4. Poziția contactului la regiunea n față de injector.

Se adoptă ipoteza cea mai simplă: rezistența serie a regiunii n va fi proporțională cu distanța de la celulă considerată la plotul de masă:

$$R_{sj} = R_{s0} \sqrt{1 + (L/14)^2 [(j-1)/14]^2}, \quad j = 1 \dots 15.$$

Calcululele au fost efectuate cu ajutorul unui program implementat pe calculatorul TEK 31. Prima constatare în aplicarea acestui model este că pentru valori uzuale ale rezistenței pe pătrat a traseelor de aluminiu ($5 \dots 10 \text{ m}\Omega/\square$) și la nivelele de curenți utilizate, influența rezistenței R_{A1} asupra distribuției de curenți este neînsemnată.

Rezultatele aplicării acestui model sînt prezentate în figura 5, în care curbele continuate sînt teoretice, iar punctele sînt experimentale. Se constată că modelul foarte simplu, prezentat

mai sus, permite interpretarea corectă a rezultatelor. Valorile utilizate pentru elementele circuitului din figura 3 sînt: $R_{A1} = 0\Omega$, $R_{s0} = 1,5\Omega$, $R_{12} = 30\Omega$, $R_{14} = 20\Omega$.

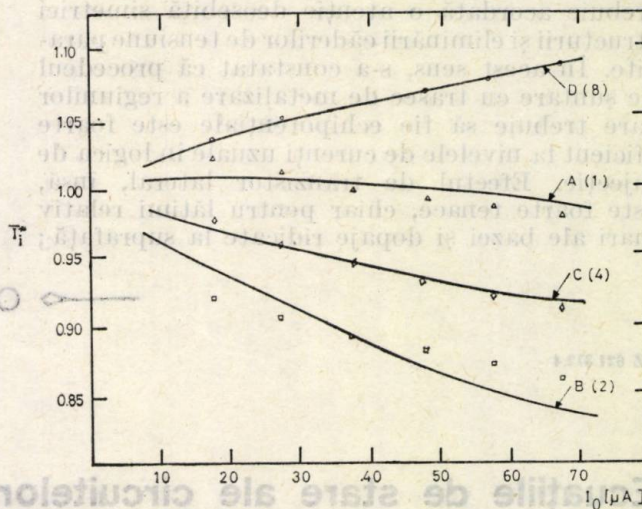


Fig. 5. Comparație între rezultatele obținute teoretic (curbe) și valorile experimentale (puncte).

4. Erori de gradul doi

Modelul prezentat în paragraful anterior a avut în vedere cele mai importante surse de eroare. Măsurătorile au pus în evidență și alte surse de eroare. Între acestea se amintesc:

- influența stării celulelor vecine asupra curentului furnizat de o celulă dată; acest efect este pus în evidență, de exemplu, pentru celula A, de inegalitatea:

$$I_{ieșire}(A=1, B=1, C=1, D=1) - I_{ieșire}(A=0, B=1, C=1, D=1) \neq I_{ieșire}(A=1, B=0, C=0, D=0)$$

și se datorează curgerii curenților prin rezistențele serie distribuite;

- cuplajul de injecție parazit între elementele unei celule sau între celule, datorat tranzistoarelor $pnpl$ laterale parazite. Se poate observa că:

$$I_{ieșire}(A=-1, B=-1, C=-1, D=-1, I_{inj}=0) \neq 0,$$

unde valoarea logică „-1” semnifică faptul că în intrarea considerată se injectează curent; o parte din curentul injectat în baza tranzistorului npn este transferat la ieșire chiar dacă injectorul este nepolarizat.

5. Concluzii

Studiul efectuat a pus în evidență faptul că resursele tehnologice de care se dispune în momentul de față permit realizarea unor structuri în logica integrată de injecție, subliniind,

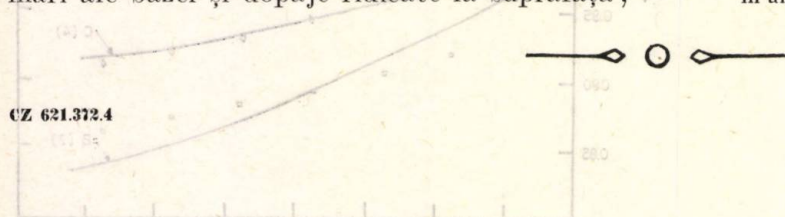
totodată, importanța unei proiectări îngrijite pentru funcționarea corectă a circuitului.

În cazul în care circuitul urmează să funcționeze pentru game largi de curent de alimentare trebuie acordată o atenție deosebită simetriei structurii și eliminării căderilor de tensiune parazite. În acest sens, s-a constatat că procedeul de șuntare cu trasee de metalizare a regiunilor care trebuie să fie echipotențiale este foarte eficient la nivelele de curenți uzuale în logica de injecție. Efectul de tranzistor lateral, însă, este foarte tenace, chiar pentru lățimi relativ mari ale bazei și dopaje ridicate la suprafață;

de aceea pentru acuratețea funcționării circuitului ar fi recomandabile difuzii profunde de tip n^+ sau izolării pasive.

Bibliografie

- [1] Altman, L. Bipolar chips are best buy for designers of fast systems. In: Electronics, 10 iulie 1975, p. 81–85.
- [2] Vild-Mator, A., Bodea, M. Introducere în logica integrată de injecție. București, IPRS Băneasa 1976.
- [3] Hart, C. M., Slob, A., Wulms, H.E.J. Bipolar LSI takes a new direction with integrated injection logic. In: Electronics, nr. 3, octombrie 1974, p. 111–118.
- [4] Vild-Mator, A., Bodea, M. Injector current distribution in an I^2L D/A convertor. IEDM 1976, Washington D.C.



CIRCUITE ELECTRICE CU SURSE COMANDATE
ECUAȚII DE STARE
APLICAȚII

Ecuațiile de stare ale circuitelor electrice cu surse comandate, elemente în exces și cuplaje magnetice

MIHAI GH. IORDACHE* — BUCUREȘTI

Introducere

În lucrare se prezintă o metodă originală de formulare a ecuațiilor de stare, sub formă normală (canonică), pentru circuitele electrice liniare (neliniare) ce conțin surse comandate diport de orice tip, cuplaje magnetice și elemente în exces. De fapt, această lucrare completează lucrările anterioare [1, 2] în care s-au analizat modalitățile de aducere a ecuațiilor de stare la forma canonică fără cuplaje magnetice.

Metoda expusă se bazează pe simularea cuplajelor magnetice cu surse ideale de tensiune comandate în curent, liniare sau neliniare, după cum bobinele cuplate magnetic sînt liniare, respectiv neliniare.

Se arată că prin simularea cuplajelor magnetice cu surse ideale de tensiune comandate în curent, metoda de formulare și scrierea ecuațiilor de stare este, în principiu, aceeași cu cea prezentată în [1, 2]. Deosebirea constă în faptul că numărul laturilor de tip bobină crește cu doi pentru fiecare două bobine cuplate magnetic.

De asemenea, în lucrare se arată că prezența bobinelor cuplate magnetic nu afectează modul de exprimare a variabilelor în exces (tensiunile de la bornele condensatoarelor coarde și curenții prin bobinele ramuri), funcție de variabilele de stare alese (tensiunile de la bornele condensatoarelor ramuri și curenții prin bobinele coarde) și de mărimile de excitație (tensiunile electromotoare ale surselor ideale independente de

tensiune și curenții surselor ideale independente de curent).

Modul în care este rezolvată problema elementelor în exces în prezenta lucrare este mai simplu și mai natural decît cel utilizat de Chua O. Leon în [6].

Mulți specialiști care s-au ocupat sau se ocupă cu analiza circuitelor electrice liniare (neliniare) [6–12], presupun de la început că circuitul studiat nu conține elemente în exces ceea ce diminuează gradul de generalitate a problemelor tratate.

În cele ce urmează vom arăta că în condițiile în care circuitul analizat posedă un arbore normal comun (ANC) în sens Bryant [1–4] și nu există bucle formate exclusiv din surse ideale independente de tensiune (SIIT) și suprafețe de secțiune intersectate exclusiv de surse ideale independente de curent (SIIC), ecuațiile de stare ale circuitului se pot aduce la forma:

$$\dot{x} = f(x, t), \quad (1)$$

unde, $x \in \mathbb{R}^n$, $f: \mathbb{R}^n \times \mathbb{R}^1 \rightarrow \mathbb{R}^n$, $I \in \mathbb{R}^1$, indiferent dacă circuitul este liniar sau neliniar; dacă conține sau nu surse comandate diport liniare (neliniare) de orice tip; dacă bobinele sînt sau nu cuplate magnetic și dacă există sau nu elemente în exces.

1. Formularea și scrierea ecuațiilor de stare

În figura 1 s-a reprezentat modul cum sînt simulate bobinele cuplate magnetic. Se observă (fig. 1 b și fig. 1 c) că, simularea cuplajelor

* Dr. ing. Iordache, M. este șef de lucrări la Institutul politehnic — București.

magnetice cu surse de tensiune comandate în curent este echivalentă cu introducerea a încă două bobine a căror inductivități sînt egale cu modulul inductivității mutuale. Aceste două bobine ocupă poziții diferite în graful de curent G^I și în graful de tensiune G^U (fig. 1 c). Sensul inductivității mutuale este implicit inclus în

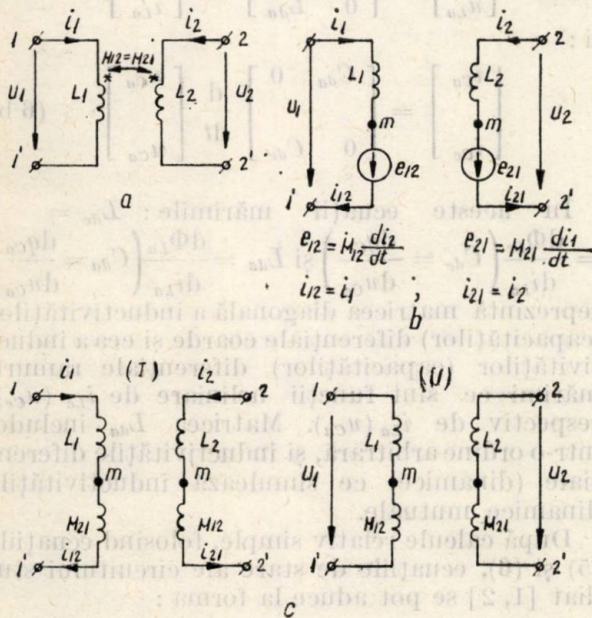


Fig. 1. Simularea bobinelor cuplate magnetic: a — schema de principiu; b — schema cu surse de tensiune comandate în curent; c — schemele echivalente în graful de curent (I), respectiv graful de tensiune (U).

sensul celor două surse ideale de tensiune comandate în curent.

De asemenea, prezența celor două bobine conduce la mărirea numărului de noduri cu doi, ceea ce este echivalent cu mărirea cu același număr a numărului de laturi ramuri de tip bobină.

În cazul cînd bobinele cuplate magnetic sînt neliniare cele două bobine au inductivitățile egale cu inductivitatea dinamică mutuală, dacă bobinele respective sînt controlate în curent.

Un circuit electric liniar și cu atît mai mult unul neliniar de o complexitate rezonabilă este foarte dificil de rezolvat manual. De aceea, în ultimul timp analiza circuitelor electrice liniare, și, în special, a celor neliniare se efectuează exclusiv cu ajutorul calculatoarelor electronice [1–13].

Scopul tuturor programelor de analiză a circuitelor electrice liniare sau neliniare pe calculator [11–13] este, în principiu, acela de a permite introducerea cît mai comodă a datelor de intrare, de a permite analiza unor circuite cît mai variate și cît mai complexe, de a utiliza metode de calcul cît mai exacte și cît mai rapide etc.

Marea majoritate a programelor de calcul existente [11–13], introduc cuplajele magnetice

prin așa-numita schemă — „companion” care, în general, duce la creșterea erorilor de calcul.

Metoda prezentată în această lucrare înlătură această deficiență, permițînd introducerea simplă a datelor de intrare prin specificarea pozițiilor ocupate de cele două bobine care simulează cuplajele magnetice în graful G^I , respectiv G^U .

Deoarece circuitele electrice liniare reprezintă un caz particular al celor neliniare, ne vom ocupa în continuare numai de ultimele.

Metodele de formulare și scriere a ecuațiilor de stare prezentate în [1, 2] rămîn, deci, valabile și în cazul circuitelor cu cuplaje magnetice. Deosebirea constă în faptul că numărul bobinelor ramuri se mărește cu $2n_m$, unde n_m reprezintă numărul cuplajelor magnetice.

De asemenea, algoritmul de determinare a ANC și a matricelor incidențelor esențiale (MIE) Λ și β , corespunzătoare grafelor de curent G^I și respectiv de tensiune G^U , expuse în [3], rămîne valabil, putînd fi utilizat cu succes.

Sursele comandate sînt simulate cu scheme echivalente cu elemente dipolare [1], iar cuplajele magnetice cu schemele echivalente din figura 1 c. În felul acesta, circuitul analizat conține numai elemente de circuit dipolare.

Se presupune că bobinele din circuit sînt controlate în curent, iar condensatoarele controlate în tensiune, caracterizate de relații de latură de forma :

$$\Phi_L = \hat{\Phi}_L(i_L), \quad (2a)$$

cu : $\hat{\Phi}_L : \mathbb{R}^{n_L} \rightarrow \mathbb{R}^{n_L}$, pentru bobine și :

$$q_c = \hat{q}_c(u_c), \quad (2b)$$

cu : $\hat{q}_c : \mathbb{R}^{n_c} \rightarrow \mathbb{R}^{n_c}$, pentru condensatoare.

Se asociază circuitului studiat, pentru scrierea sistematică a teoremelor Kirchhoff, două grafe unul de curent G^I și altul de tensiune G^U [1–4]. Evident, cînd circuitul nu conține surse comandate și cuplaje magnetice cele două grafe coincid.

În acest caz, setul variabilelor de stare se poate considera format din tensiunile de la bornele condensatoarelor ramuri și curenții prin bobinele coarde :

$$x = \begin{bmatrix} u_{Ca} \\ i_{Lc} \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^n, \quad (3)$$

unde : $n = n_{Ca} + n_{Lc}$.

Se selectează același arbore normal (de referință) sau arborescență normală în cazul circuitelor neconexe [1–4], atît în G^I , cît și în G^U , astfel încît să conțină numărul maxim posibil de condensatoare, numărul minim posibil de bobine, toate SIIT, numărul maxim posibil de rezistoare neliniare controlate în tensiune, numărul minim posibil de rezistoare neliniare

controlate în curent și nici o SIIC, numit *arbore normal comun* sau *arborescență normală comună* (ANC).

MIE Λ , β se partiționează astfel :

$$\Lambda = \begin{matrix} & \begin{matrix} /c & C_c & R_c & L_c & J \end{matrix} \\ \begin{matrix} a \\ E \\ C_a \\ R_a \\ L_a \end{matrix} & \begin{bmatrix} \Lambda_{EC} & \Lambda_{ER} & \Lambda_{EL} & \Lambda_{EJ} \\ \Lambda_{CC} & \Lambda_{CR} & \Lambda_{CL} & \Lambda_{CJ} \\ 0 & \Lambda_{RR} & \Lambda_{RL} & \Lambda_{RJ} \\ 0 & 0 & \Lambda_{LL} & \Lambda_{LJ} \end{bmatrix} \end{matrix}, \quad (4a)$$

$$\beta = \begin{matrix} & \begin{matrix} /c & C_c & R_c & L_c & J \end{matrix} \\ \begin{matrix} a \\ E \\ C_a \\ R_a \\ L_a \end{matrix} & \begin{bmatrix} \beta_{EC} & \beta_{ER} & \beta_{EL} & \beta_{EJ} \\ \beta_{CC} & \beta_{CR} & \beta_{CL} & \beta_{CJ} \\ 0 & \beta_{RR} & \beta_{RL} & \beta_{RJ} \\ 0 & 0 & \beta_{LL} & \beta_{LJ} \end{bmatrix} \end{matrix}, \quad (4b)$$

unde mulțimea R_a (R_c) a rezistoarelor ramuri (coarde) ordonată astfel : mai întâi rezistoarele ramuri (coarde) controlate în tensiune — $c.u.$ și apoi rezistoarele ramuri (coarde) controlate în curent — $c.i.$, includ, într-o ordine arbitrară, rezistoarele prin care s-au simulat sursele comandate [1, 2]. Mulțimea bobinelor ramuri I_a este ordonată astfel : mai întâi bobinele ramuri corespunzătoare elementelor în exces de tip bobină și apoi bobinele ramuri ce simulează cuplaje magnetice.

Numărul bobinelor ramuri corespunzătoare elementelor în exces de tip bobină este egal cu suma dintre numărul suprafețelor de secțiune intersectate numai de bobine ideale și numărul suprafețelor de secțiune intersectate numai de bobine ideale și SIIC.

Corespunzător partiționării (4) a MIE Λ , β , teoremele Kirchhoff în curent (TKI) și în tensiune (TKU), [1, 2], au forma :

$$i_E = -\Lambda_{EC}i_{C_e} - \Lambda_{ER}i_{R_c} - \Lambda_{EL}i_{L_c} - \Lambda_{EJ}i_J; \quad (5a)$$

$$i_{C_a} = -\Lambda_{CC}i_{C_c} - \Lambda_{CR}i_{R_c} - \Lambda_{CL}i_{L_c} - \Lambda_{CJ}i_J; \quad (5b)$$

$$i_{R_a} = -\Lambda_{RR}i_{R_c} - \Lambda_{RL}i_{L_c} - \Lambda_{RJ}i_J; \quad (5c)$$

$$i_{L_a} = -\Lambda_{LL}i_{L_c} - \Lambda_{LJ}i_J, \quad (5d)$$

(TKU)

$$u_{C_e} = \beta_{EC}^T u_E + \beta_{CC}^T u_{C_a}; \quad (5e)$$

$$u_{R_c} = \beta_{ER}^T u_E + \beta_{CR}^T u_{C_a} + \beta_{RR}^T u_{R_a}; \quad (5f)$$

$$u_{L_c} = \beta_{EL}^T u_E + \beta_{CL}^T u_{C_a} + \beta_{RL}^T u_{R_a} + \beta_{LL}^T u_{L_a}; \quad (5g)$$

$$u_J = \beta_{EJ}^T u_E + \beta_{CJ}^T u_{C_a} + \beta_{RJ}^T u_{R_a} + \beta_{LJ}^T u_{L_a}. \quad (5h)$$

Presupunind că funcțiile Φ_L și q_C aparțin clasei de funcții C^1 , relațiile $u - i$ ($i - u$) pentru elementele inductive (capacitive) se pot scrie astfel :

$$\begin{bmatrix} u_{L_c} \\ u_{L_a} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ac} & 0 \\ 0 & L_{aa} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{L_c} \\ i_{L_a} \end{bmatrix}, \quad (6a)$$

$$\text{și : } \begin{bmatrix} i_{C_a} \\ i_{C_c} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_{da} & 0 \\ 0 & C_{dc} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} u_{C_a} \\ u_{C_c} \end{bmatrix}. \quad (6b)$$

În aceste ecuații mărimile : $L_{ac} = \frac{d\Phi_{L_c}}{di_{L_c}}$ ($C_{dc} = \frac{dq_{C_c}}{du_{C_c}}$) și $L_{aa} = \frac{d\Phi_{L_a}}{di_{L_a}}$ ($C_{da} = \frac{dq_{C_a}}{du_{C_a}}$) reprezintă matricea diagonală a inductivităților (capacităților) diferențiale coarde și cea a inductivităților (capacităților) diferențiale ramuri, mărimi ce sînt funcții neliniare de $i_{L_c}(u_{C_c})$, respectiv de $i_{L_a}(u_{C_a})$. Matricea L_{aa} include, într-o ordine arbitrară, și inductivitățile diferențiale (dinamice) ce simulează inductivitățile dinamice mutuale.

După calcule relativ simple, folosind ecuațiile (5) și (6), ecuațiile de stare ale circuitului studiat [1, 2] se pot aduce la forma :

$$\frac{du_{C_a}}{dt} = \mathcal{C}_a^{-1} \left(-\Lambda_{CL}i_{L_c} - \Lambda_{CR}i_{R_c} - \Lambda_{CJ}i_J - \hat{\mathcal{C}}_a \frac{di_J}{dt} \right); \quad (7a)$$

$$\frac{di_{L_c}}{dt} = \mathcal{L}_a^{-1} \left(\beta_{CL}^T u_{C_a} + \beta_{RL}^T u_{R_a} + \beta_{EL}^T u_E + \hat{\mathcal{L}}_a \frac{du_E}{dt} \right), \quad (7b)$$

în care :

$$\mathcal{C}_a = C_{da} + \Lambda_{CC}C_{dc}\beta_{CC}^T \in \mathbb{R}^{n_{Ca} \times n_{Ca}}; \quad (8a)$$

$$\hat{\mathcal{C}}_a = \Lambda_{CC}C_{dc}\beta_{EC}^T \in \mathbb{R}^{n_{Ca} \times n_E}; \quad (8b)$$

$$\mathcal{L}_a = L_{ac} + \beta_{LL}^T L_{aa} \Lambda_{LL} \in \mathbb{R}^{n_{Lc} \times n_{Lc}}; \quad (8c)$$

$$\hat{\mathcal{L}}_a = -\beta_{LL}^T L_{aa} \Lambda_{LJ} \in \mathbb{R}^{n_{Lc} \times n_J}. \quad (8d)$$

Dacă circuitul nu conține bucle (suprafețe de secțiune) formate (intersectate) numai din (de) condensatoare (bobine) ideale, termenul al doilea din membrul drept al ecuației (8a) ((8c)) este nul. De asemenea, dacă circuitul nu conține bucle (suprafețe de secțiune) formate (intersectate) numai din (de) condensatoare (bobine) ideale și SIIC (SIIC) matricea $\hat{\mathcal{C}}_a$ ($\hat{\mathcal{L}}_a$) este nulă.

Din ecuațiile (7) trebuie eliminat vectorul curenților prin rezistoarele coarde $i_{R_c} \in \mathbb{R}^{n_{Rc}}$ din ecuația (7a) și respectiv vectorul tensiunilor de

la bornele rezistoarelor ramuri $u_{Ra} \in R_{Ra}$ din ecuația (7 b).

Dacă toate rezistoarele circuitului examinat sînt liniare, relațiile de latură $u - i$ ($i - u$) pentru rezistoarele ramuri (coarde) se pot scrie astfel :

$$u_{Ra} = R_a i_{Ra}; \quad (9 a)$$

$$i_{Rc} = G_c u_{Rc}, \quad (9 b)$$

unde : $R_a \in \mathbb{R}^{n_{Ra} \times n_{Ra}}$ ($G_c \in \mathbb{R}^{n_{Rc} \times n_{Rc}}$) reprezintă matricea diagonală a rezistențelor (conductanțelor) ramuri (coarde).

În [1] se arată că în acest caz mărimile u_{Ra} și i_{Rc} se pot exprima funcție de setul de variabile de stare ales și de tensiunile SIIT și de curenții SIIC prin relațiile :

$$u_{Ra} = -G_n^{-1} (\Lambda_{RR} G_c \beta_{CR}^T u_{Ca} + \Lambda_{RL} i_{Lc} + \Lambda_{RR} G_c \beta_{ER}^T u_E + \Lambda_{RJ} i_J); \quad (10 a)$$

$$i_{Rc} = -R_b^{-1} (-\beta_{CR}^T u_{Ca} + \beta_{RR}^T R_a \Lambda_{RL} i_{Lc} - \beta_{ER}^T u_E + \beta_{RR}^T R_a \Lambda_{RJ} i_J), \quad (10 b)$$

în care :

$$G_n = G_a + \Lambda_{RR} G_c \beta_{RR}^T \in \mathbb{R}^{n_{Ra} \times n_{Ra}}; \quad (11 a)$$

$$R_a = R_c + \beta_{RR}^T R_a \Lambda_{RR} \in \mathbb{R}^{n_{Rc} \times n_{Rc}}, \quad (11 b)$$

unde, G_a (R_c) este inversa matricei R_a (G_c).

Înlocuind expresiile (10) în (7), se obține forma canonică (1) a ecuațiilor de stare ale circuitului studiat.

În cazul în care rezistoarele circuitului sînt neliniare se procedează așa cum s-a arătat în [2]. Se asociază circuitului analizat un circuit rezistiv $\mathcal{R}_R$, obținut din circuitul inițial prin înlocuirea condensatoarelor (bobinelor) ramuri (coarde) cu surse ideale de tensiune (curent) și prin îndepărtarea (lăsarea în gol) a condensatoarelor coarde și prin scurtcircuitarea bobinelor ramuri.

Cînd se determină ANC, conform cu algoritmul prezentat în [3], se urmărește ca ANC să conțină un număr maxim posibil de rezistoare neliniare c.u., iar rezistoarele neliniare c.i. să fie plasate, maxim posibil, în coarboarele corespunzător ANC selectat.

S-a arătat în [2, 4] că pentru determinarea vectorilor u_{Ra} și i_{Rc} este necesar să se rezolve circuitul $\mathcal{R}_R$, în care se pot alege ca variabile independente tensiunile de la bornele rezistoarelor ramuri c.u. $u_{Raa} \in \mathbb{R}^{n_{Raa}}$ și curenții prin rezistoarele coarde c.i. $i_{Ric} \in \mathbb{R}^{n_{Ric}}$.

Pentru rezolvarea circuitului rezistiv $\mathcal{R}_R$ se poate utiliza una din metodele prezentate în [4]. De exemplu, dacă se utilizează metoda rezis-

tențelor și conductanțelor statice [2, 4], se obține :

$$u'_{R'ua} = \mathcal{G}_s^{-1} (-\Lambda'_{RuRi} i_{Ric} - \Lambda'_{RuJ} i_J - \hat{\mathcal{G}}_s u'_E); \quad (12 a)$$

$$i_{Ric} = \mathcal{R}_s^{-1} (\beta'^T_{RuRi} u_{Raa} + \beta'^T_{E' Ri} u'_E + \hat{\mathcal{R}}_s i_J), \quad (12 b)$$

unde :

Λ' , β' reprezintă matricele incidentelor esențiale corespunzătoare grafelor de curent G_R^I și respectiv G_R^V asociate circuitului rezistiv $\mathcal{R}_R$, parționate conform [2];

$$u'_E = [u_E \quad u_{Ca}]^T \in \mathbb{R}^{n_E + n_{Ca}}; \quad (13 a)$$

$$i'_J = [i_{Lc} \quad i_J]^T \in \mathbb{R}^{n_{Lc} + n_J}; \quad (13 b)$$

$$\mathcal{G}_s = G_{sua} + \Lambda'_{RuRu} G_{suc} \beta'^T_{RuRu} \in \mathbb{R}^{n_{Raa} \times n_{Raa}}; \quad (13 c)$$

$$\mathcal{G}_s = \Lambda_{RuRu} G_{suc} \beta'^T_{E' Ru} \in \mathbb{R}^{n_{Raa} \times (n_E + n_{Ca})}; \quad (13 d)$$

$$\mathcal{R}_s = R_{stc} + \beta'^T_{RiRi} R_{sta} \Lambda_{RiRi} \in \mathbb{R}^{n_{Ric} \times n_{Ric}}; \quad (13 e)$$

$$\hat{\mathcal{R}}_s = -\beta'^T_{RiRi} R_{sta} \Lambda_{RiJ} \in \mathbb{R}^{n_{Ric} \times (n_{Lc} + n_J)}. \quad (13 f)$$

Matricea diagonală $G_{sua} \in \mathbb{R}^{n_{Raa} \times n_{Raa}}$ ($G_{suc} \in \mathbb{R}^{n_{Ruc} \times n_{Ruc}}$) reprezintă matricea conductanțelor statice corespunzătoare rezistoarelor ramuri (coarde) c.u., iar matricea diagonală $R_{stc} \in \mathbb{R}^{n_{Ric} \times n_{Ric}}$ ($R_{sta} \in \mathbb{R}^{n_{Ria} \times n_{Ria}}$) reprezintă matricea rezistențelor statice corespunzătoare rezistoarelor coarde (ramuri) c.i.

Prin urmare rezolvarea circuitului electric rezistiv $\mathcal{R}_R$, prin una din metodele prezentate în [4], permite exprimarea mărimilor u_{Ra} și i_{Rc} funcție de mărimile de excitație (u_E și i_J) și de variabilele de stare (u_{Ca} și i_{Lc}), care introduse în ecuațiile (7) conduc la o ecuație de forma (1).

Deci, dacă sînt îndeplinite condițiile de existență a ANC, expuse în [3], și dacă circuitul nu conține bucle formate numai din SIIT și/sau suprafețe de secțiune intersectate numai de SIIC, ecuațiile de stare ale circuitului electric liniar (neliniar) studiat, care conține surse comandate diport de orice tip; cuplaje magnetice și elemente în exces, pot fi aduse la forma normală (1).

2. Aplicație

Se consideră circuitul din figura 2a care conține : o sursă de curent neliniară, comandată în tensiune, $i_6 = I_0 \tanh Ku_2$; o SIIT cu t.e.m. e_1 ; o sursă ideală independentă de curent, de intensitate j_{10} ; două condensatoare ideale liniare C_2, C_4 ; un condensator ideal neliniar c.u. 3; două bobine ideale liniare de inductivități L_8 și L_9 , cuplate magnetic; un rezistor neliniar c.u. 5 și un rezistor ideal neliniar c.i. 7. În figura 2 b s-a reprezentat schema echivalentă a circuitului.

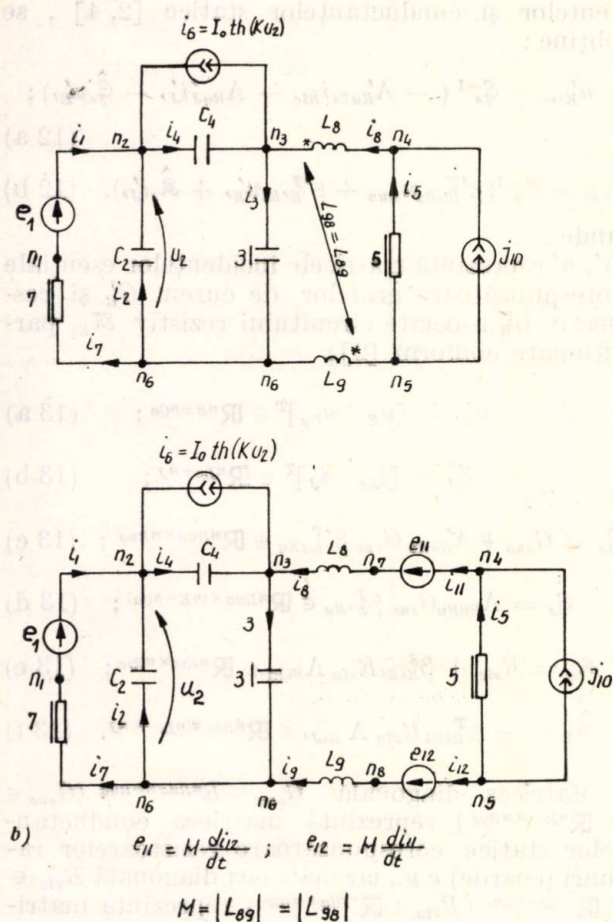


Fig. 2. Schema circuitului neliniar cu sursă ideală de curent neliniară comandată în tensiune (a); schema echivalentă a circuitului cu simularea cuplajelor magnetice cu surse ideale de tensiune, comandate în curent. (b)

obținută după înlocuirea cuplajului magnetic cu două surse ideale de tensiune comandate în curent, iar în figura 3 s-au reprezentat grafele asociate circuitului din figura 2, graful de curent G^I în figura 3a și respectiv graful de tensiune G^U în figura 3b.

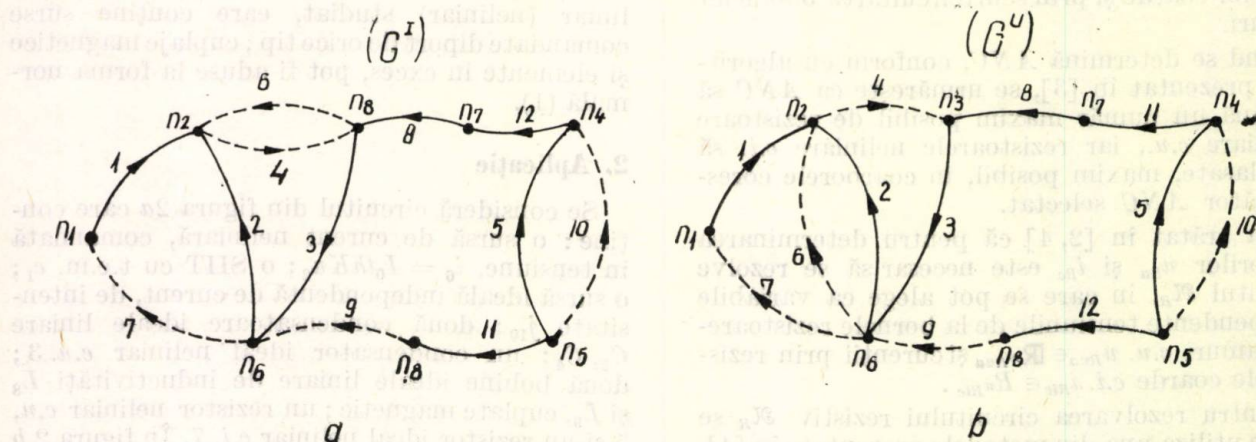


Fig. 3. Grafele circuitului: a — graful de curent; b — graful de tensiune.

ANC corespunzător celor două grafe s-a reprezentat cu linie continuă în figura 3, iar coarboarele asociat cu linie întreruptă.

MIE Λ , β au expresiile :

$$\Lambda = \begin{matrix} & C & R & L & J \\ \begin{matrix} a \backslash c \\ E \{1 \\ C \{2 \\ C \{3 \\ R \{5 \\ L \{8 \\ L \{11 \\ L \{12 \end{matrix} & \begin{bmatrix} \begin{matrix} \overline{4} & \overline{6} & \overline{7} & \overline{9} & \overline{10} \end{matrix} \\ \begin{matrix} 0 & 0 & -1 & 0 & 0 \\ -1 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ -1 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{matrix} \end{bmatrix} \end{matrix} ;$$

$$\beta = \begin{matrix} & C & R & L & J \\ \begin{matrix} a \backslash c \\ E \{1 \\ C \{2 \\ C \{3 \\ R \{5 \\ L \{8 \\ L \{11 \\ L \{12 \end{matrix} & \begin{bmatrix} \begin{matrix} \overline{4} & \overline{6} & \overline{7} & \overline{9} & \overline{10} \end{matrix} \\ \begin{matrix} 0 & 0 & -1 & 0 & 0 \\ -1 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \end{matrix} \end{bmatrix} \end{matrix} .$$

Deoarece circuitul studiat conține o buclă formată numai din condensatoare și o suprafață de secțiune intersectată numai de bobine, vectorul variabilelor de stare are forma :

$$x = \begin{bmatrix} u_2 \\ u_3 \\ i_9 \end{bmatrix} .$$

Mărimile (8) au expresiile :

$$c_a = \begin{bmatrix} C_2 + C_4 & C_4 \\ C_4 & C_{a3} + C_4 \end{bmatrix}; \hat{c}_a = 0;$$

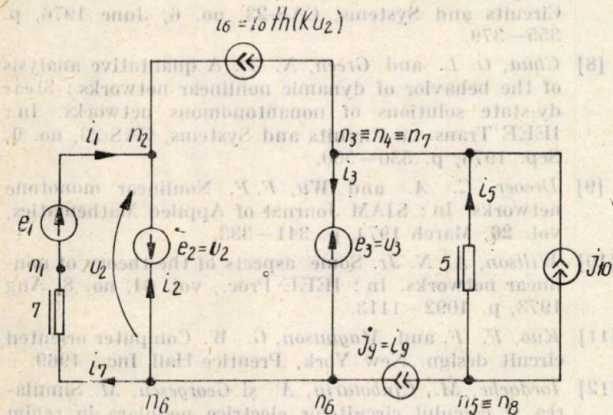
$$\mathcal{L}_a = L_8 + L_9 - L_{11} - L_{12}; \hat{\mathcal{L}}_a = 0.$$

Ecuatiile (7) devin :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} u_2 \\ u_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_2 + C_4 & C_4 \\ C_4 & C_{a3} + C_4 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} [i_9] - \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_6 \\ i_7 \end{bmatrix};$$

$$\frac{di_9}{dt} = (L_8 + L_9 - L_{11} - L_{12})^{-1} \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_2 \\ u_3 \end{bmatrix} + [1] [u_5].$$

Pentru determinarea curenților i_6 , i_7 și tensiunii u_5 , funcție de setul de variabile de stare ales și de mărimile de excitație, se asociază circuitului din figura 2b circuitul rezistiv $\mathcal{R}_R$ din figura 4, obținut din cel inițial prin înlocuirea



Ecuatiile (12) devin :

$$\begin{cases} u_5 = G_{s5}^{-1}(u_5) \cdot (i_9 + j_{10}); \\ i_7 = R_{s7}^{-1}(i_7) \cdot (e_1 + u_2), \end{cases}$$

ecuatii ce permit calculul iterativ, la fiecare pas de integrare a ecuațiilor de stare, al mărimilor u_5 și i_7 .

Din teorema Kirchhoff în tensiuni rezultă : $u_6 = u_2$, iar curentul i_6 este dat de expresia $i_6 = I_0 \operatorname{th}(Ku_2)$.

3. Concluzii

Prin simularea cuplajelor magnetice cu surse ideale de tensiune comandate în curent și prin simularea surselor comandate cu scheme echivalente cu elemente dipolare, circuitul s-a redus la un circuit format numai din elemente dipolare. Aceasta permite scrierea sistematică a teoremelor Kirchhoff, prin asocierea circuitului studiat a două grafe unul de curent G' , pentru prima teoremă Kirchhoff, și unul de tensiune G'' , pentru a doua teoremă Kirchhoff.

Metoda de formulare și scriere a ecuațiilor de stare pentru circuitele electrice liniare (neliniare), prezentată în lucrare, este simplă, ușor programabilă și permite ca circuitele analizate să conțină surse comandate diport de orice tip, cuplaje magnetice și elemente în exces. Aceste tipuri de circuite electrice sînt cele mai generale întâlnite în practică.

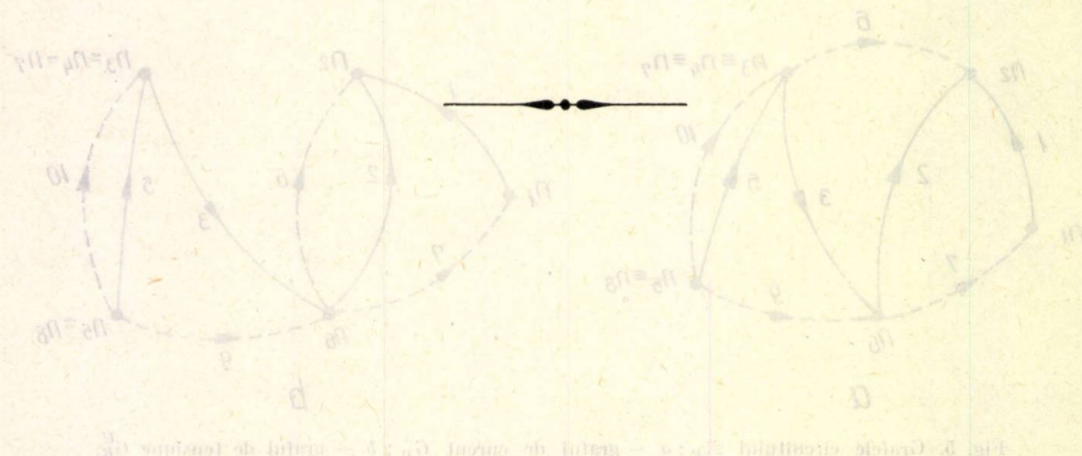
Circuitele electrice formate numai din elemente dipolare permit introducerea comodă a datelor de intrare pe calculator. Fiecare element dipolar de circuit fiind specificat prin : nodul de unde pleacă, nodul unde ajunge, tipul (E, C, R, L, J) și valoarea mărimii ce îl caracterizează. Dacă elementul de circuit este neliniar se specifică caracteristica sa de latură analitic sau prin puncte determinate experimental.

Metoda poate fi utilizată, fără modificări esențiale, și cînd se selectează alt set de variabile de stare, diferit de cel ales în lucrare, cum ar fi :

fluxurile buclelor atașate bobinelor coarde și sarcinile electrice ale suprafețelor de secțiune atașate condensatoarelor ramuri.

Bibliografie

- [1] Iordache, M. Formularea și scrierea ecuațiilor de stare pentru circuitele electrice neliniare cu surse comandate neliniare și elemente în exces, utilizînd elemente dipolare. In : E.E.A. — Electrotehnica **25**, nr. 1, ian. 1977, p. 33—41.
- [2] Iordache, M. State equations of nonlinear networks with controlled sources and excess elements. In : Rev. Roum. Sci. Techn. Électrotech. et Énerg., nr. 3, 1978.
- [3] Iordache, M., Tecuci, Gh. A method to determine the common normal tree (CNT) and the essential incidence matrices for an electric network with controlled sources. In : Rev. Roum. Sci. Techn., Électrotech. et Énerg., nr. 3, 1977, p. 345—355.
- [4] Iordache, M. A method of analysis of dc nonlinear networks with controlled sources. In : Rev. Roum. Sci. Techn., Électrotech. et Énerg., 1978.
- [5] Balabanian, N., Bickart, T. Teoria modernă a circuitelor. București, Ed. tehnică, 1974.
- [6] Chua, O. L. and Green, N. F. Graph-theoretic properties of dynamic nonlinear networks. In : IEEE Trans. on Circuits and Systems, CAS-23, no. 5, May 1976, p. 292—312.
- [7] Chua, O. L. and Green, N. D. A qualitative analysis of the behavior of dynamic nonlinear networks : stability of autonomous networks. In : IEEE Trans. on Circuits and Systems, CAS-23, no. 6, June 1976, p. 355—379.
- [8] Chua, O. L. and Green, N. D. A qualitative analysis of the behavior of dynamic nonlinear networks : Steady-state solutions of nonautonomous networks. In : IEEE Trans. on Circuits and Systems, CAS-23, no. 9, Sep. 1976, p. 530—550.
- [9] Desoer, C. A. and Wu, F. F. Nonlinear monotone networks. In : SIAM Journal of Applied Mathematics, vol. **26**, March 1974, p. 341—333.
- [10] Willson, A. N. Jr. Some aspects of the theory of nonlinear networks. In : IEEE Proc., vol. **61**, no. 8, Aug 1973, p. 1092—1113.
- [11] Kuo, F. F. and Magnuson, G. W. Computer oriented circuit design. New York, Prentice-Hall Inc., 1969.
- [12] Iordache, M., Ciubotariu, A. și Georgescu, M. Simularea și calculul circuitelor electrice neliniare în regim tranzitoriu pe calculatorul numeric. In : E.E.A. — Electrotehnica **25**, nr. 4, mai 1977, p. 161—169.
- [13] Calahan, A. D. Computer-aided network design. New York, Mc Graw-Hill, 1972.



CZ 6213.042:538.551.25

CIRCUITE HIBRIDE
FILTRE ACTIVE

Filtre active realizate prin tehnologia straturilor subțiri

ANCA MANUELA MANOLESCU, ANTON MANOLESCU, CORNELIU BURILEANU* — BUCUREȘTI

Considerații care determină utilizarea tehnologiei straturilor subțiri la realizarea filtrelor active

Filtrele active sînt circuite conținînd amplificatoare operaționale care permit realizarea unor funcții complexe de transfer avînd poli în semiplanul stîng, utilizînd doar rezistoare și condensatoare ca elemente pasive.

Filtrele active au cîteva caracteristici proprii care le disting net de filtrele pasive clasice: pot realiza izolații excelente, au o gamă de frecvențe de lucru extinsă, permit obținerea unor factori de calitate foarte buni, au dimensiuni de gabarit foarte mici (mai ales la joasă frecvență). Dintre tipurile de filtre active care se folosesc în mod curent, ne vom concentra atenția asupra a două tipuri de filtre: „trece bandă” și „trece jos”.

Filtrele active fac parte dintre tipurile de circuite care se pretează cel mai bine să fie realizate prin tehnologia hibridă. Într-adevăr, circuitul conține unul sau mai multe amplificatoare operaționale care se atașează sub formă microminiatură, iar rezistoarele și condensatoarele se realizează prin tehnologia straturilor subțiri. În unele cazuri condensatoarele se pot atașa și ele sub formă discretă.

Tehnologia straturilor subțiri oferă acestui tip de circuite mai multe avantaje importante:

- realizarea rezistoarelor cu precizia dorită (din proiectare rezultă, de regulă, valori de rezistențe care nu intră în clasele de toleranțe uzuale pentru componentele discrete);
- compensarea aproape ideală între coeficienții de temperatură ai rezistoarelor și condensatoarelor ceea ce duce la o funcționare corectă într-o gamă largă de temperaturi;
- stabilitatea excelentă în timp a valorilor rezistoarelor și condensatoarelor;
- posibilitatea de ajustare funcțională, pentru a obține o frecvență și un factor de calitate dorit;
- posibilități foarte bune de a lucra într-o gamă foarte largă de frecvențe;
- gabarit mic, în special la frecvențe joase;
- fiabilitate ridicată.

Datorită avantajelor prezentate mai sus, tehnologia straturilor subțiri este cea mai folosită în prezent pentru realizarea filtrelor active utilizate ca module în aparatura electronică profesională. Diverse firme de specialitate ca

Burr-Brown, Analog Devices ș.a. livrează o gamă largă de filtre active realizate prin această tehnologie. În cadrul laboratorului de circuite microelectronice al Catedrei de dispozitive, circuite și aparate electronice din Institutul politehnic — București, s-au realizat familii de filtre active, de performanțe asemănătoare celor furnizate de firmele amintite, beneficiind de tehnologia circuitelor hibride cu straturi subțiri, elaborată și experimentată în cadrul acestui laborator.

Configurația de filtru studiată

Filtrele active realizate sînt de tipul „cu sursă de tensiune controlată” [1]; configurația circuitului fiind dată în figura 1. Elementele Y pot fi rezistoare sau condensatoare în funcție de

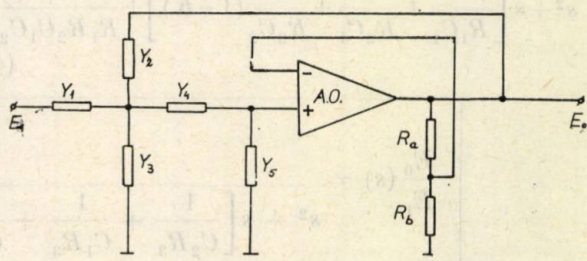


Fig. 1

caracteristica de frecvență dorită. Avantajele acestei scheme constau în următoarele:

- rețeaua RC „vede” o impedanță mare la intrarea amplificatorului, deci este bine izolată de ieșire;
- acordul pe frecvența dorită se poate face mai ușor.

Configurația din figura 1, permite realizarea unei funcții de transfer cu doi poli complex-conjugăți în semiplanul stîng și cu zerouri în zero și la infinit.

Funcția de transfer obținută pentru această configurație este:

$$\frac{E_0}{E_1}(s) = \frac{K Y_1 Y_4}{Y_5(Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4) + [Y_1 + Y_2(1 - K) + Y_3] Y_4} \quad (1)$$

în care:

$$K = 1 + R_b/R_a \quad (2)$$

* Ing. Manolescu, A. M. și ing. Manolescu, A. sînt șefi de lucrări, Corneliu Burileanu — inginer la Institutul politehnic — București.

este factorul de transfer dictat doar de sursa de tensiune controlată, realizată cu amplificatorul operațional.

Pentru filtrul „trece jos” configurația este dată în figura 2. Se observă că :

$$\begin{aligned} Y_1 &= 1/R_1; \quad Y_2 = C_1 s; \quad Y_3 = 0; \quad Y_4 = 1/R_2; \\ Y_5 &= C_3 s. \end{aligned} \quad (3)$$

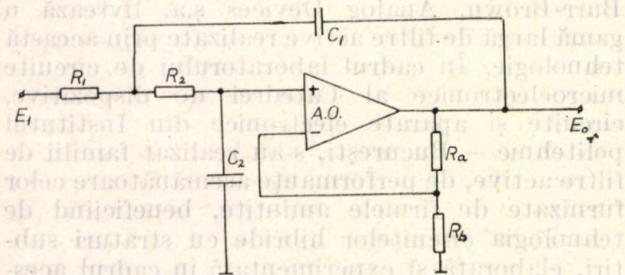


Fig. 2

Rezultă funcția de transfer :

$$\frac{E_0}{E_1}(s) = \frac{K/R_1 R_2 C_1 C_2}{s^2 + s \left[\frac{1}{R_1 C_1} + \frac{1}{R_2 C_1} + \frac{1}{R_2 C_2} (1-K) \right] + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (4)$$

$$\frac{E_0}{E_1}(s) = \frac{K \frac{1}{R_1 C_1} s}{s^2 + s \left[\frac{1}{C_2 R_3} + \frac{1}{C_1 R_3} + \frac{1}{C_1 R_1} + \frac{1}{C_1 R_2} (1-K) \right] + \frac{1}{R_3} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) \frac{1}{C_1 C_2}} \quad (10)$$

Comparind cu forma generală a funcției de transfer pentru un filtru „trece jos” :

$$H(s) = \frac{H_0 \cdot 1/Q \cdot \omega_0}{s^2 + \frac{1}{Q} \omega_0 s + \omega_0^2}, \quad (5)$$

în care : Q este factorul de calitate ;

ω_0 — frecvența limită ;

H_0 — amplificarea în bandă.

Rezultă :

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}}, \quad (6)$$

$$2\xi = \frac{1}{Q} = \sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2} \left[\frac{1}{R_1 C_1} + \frac{1}{R_2 C_1} + \frac{1}{R_2 C_2} (1-K) \right]. \quad (7)$$

ξ fiind coeficientul de amortizare.

Pentru $\begin{cases} R_1 = R_2 \\ C_1 = C_2 \end{cases}$ rezultă :

$$\xi = 1,5 - \frac{K}{2}. \quad (8)$$

Valoarea coeficientului de amortizare permite aprecierea supracreșterii modului funcției de transfer în regiunea frecvenței de tăiere. Cu cât coeficientul de amortizare este mai mic, supracreșterea este mai pronunțată, ceea ce are drept consecință o tăiere mai netă la frecvență limită.

Pentru filtrul „trece bandă” configurația este dată în figura 3. Comparind cu configurația generală, rezultă :

$$\begin{aligned} Y_1 &= 1/R_1, \quad Y_2 = 1/R_2, \quad Y_3 = C_1 s, \quad Y_4 = C_2 s, \\ Y_5 &= 1/R_3. \end{aligned} \quad (9)$$

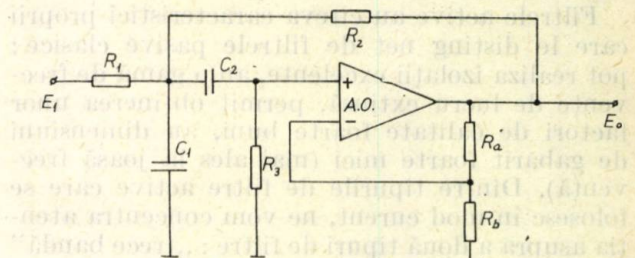


Fig. 3

Se obține funcția de transfer :

$$H(s) = \frac{H_0 \frac{1}{Q} \omega_0 s}{s^2 + \frac{1}{Q} \omega_0 s + \omega_0^2}, \quad (11)$$

Comparind cu forma generală a funcției de transfer pentru un filtru „trece bandă” :

$$H(s) = \frac{H_0 \frac{1}{Q} \omega_0 s}{s^2 + \frac{1}{Q} \omega_0 s + \omega_0^2}, \quad (11)$$

în care : Q este factorul de calitate ;

ω_0 — frecvența de centru ;

H_0 — amplificarea în bandă,

Rezultă :

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{R_3} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) \frac{1}{C_1 C_2}}, \quad (12)$$

$$2\xi = \frac{1}{Q} = \sqrt{\frac{R_3}{1/R_1 + 1/R_2}} \left[\sqrt{\frac{C_2}{C_1}} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_3} + \frac{1-K}{R_2} \right) + \sqrt{\frac{C_1}{C_2}} \frac{1}{R_3} \right] \quad (13)$$

O observație interesantă care se poate face (se va reveni asupra acestei probleme) este următoarea : din (13) rezultă $1/Q = a - b.K$

a și b fiind două constante ce depind de R_1, R_2, R_3, C_1, C_2). Se observă că Q crește în funcție de K , el poate deveni, teoretic, infinit, apoi trece la valori negative. Această ultimă situație reflectă faptul că polii au trecut în semiplanul drept și, deci, circuitul devine instabil (oscilează).

Simularea pe calculator

Realizarea circuitelor hibride comportă două etape esențiale, în care aportul calculatorului este foarte important: proiectarea asistată de calculator a circuitelor care vor fi hibridizate și simularea pe calculator a structurilor proiectate.

În cadrul primei etape, funcțiile unor rețele ale circuitelor analogice vor fi evaluate cu un program special de calcul, din care vor rezulta elementele circuitului și optimizarea unor etape tehnologice.

A doua etapă, mult mai importantă și strict specifică realizării circuitelor hibride este simularea pe calculator a funcționării structurilor proiectate, în vederea găsirii dependenței performanțelor circuitului de valorile rezistoarelor și condensatoarelor și, în final, a stabilirii algoritmului optim de ajustare funcțională. Această etapă este absolut necesară pentru a economisi materialele foarte scumpe și a scurta timpul ce s-ar pierde cu încercările repetate de realizare a unor configurații ale circuitului care să asigure obținerea performanțelor dorite.

De asemenea, dat fiind ca tehnologia utilizată permite obținerea unei precizii de realizare a valorii nominale a elementelor pasive de $\pm 5\%$, ajustarea acestor elemente astfel încât să se obțină performanțele dorite ale circuitului (Q și f_0) este absolut necesară. Simularea pe calculator se concretizează tocmai în algoritmul pe care trebuie să-l urmărească această ajustare funcțională.

Pentru simularea pe calculator a filtrelor active s-a folosit programul „ECAP” implementat pe calculatorul I.B.M. — 1130 al Centrului de calcul din I.P.B. [2].

Programul „ECAP” („Electronic Circuit Analysis Program”) este un sistem integrat de programare destinat analizei circuitelor electronice în curent continuu, curent alternativ și în regim tranzitoriu.

Programul primește ca date de intrare descrierea conexiunilor rețelei (topologia circuitului), lista valorilor elementelor de circuit, tipul de analiză dorit, descrierea tipului și caracteristicilor semnalului „de intrare” și lista elementelor „de ieșire” dorite. În cursul analizei, proiectantul poate interveni la consolă și poate modifica parametrii circuitului.

Memoria operativă limitată a calculatorului folosit reduce mărimea circuitului la maximum 20 de noduri (exceptând nodurile de masă) și 60 de laturi. Desigur, aceste performanțe pot fi

mult îmbunătățite folosind programul pe un calculator de capacitate mai mare, dar, circuitele ce trebuie realizate intră bine în categoria celor expuse mai sus.

Analiza de curent alternativ (cea care a interesat în cazul de față) dă tensiunile la noduri, curenții pe ramuri și puterile disipate (soluții independente de timp, pentru un semnal de intrare sinusoidal). De un deosebit interes este modificarea automată a frecvenței (cu o scară logaritmică), ceea ce duce la obținerea răspunsului în frecvență al circuitului.

Cum circuitele de analizat conțineau și amplificatoare operaționale s-a folosit o schemă echivalentă simplificată pentru ele, ținând seama de domeniul de frecvență în care funcționează. Ca urmare, s-au luat în considerație rezistența de intrare pe mod diferențial, amplificarea în buclă deschisă și rezistența de ieșire. Citeva simulări pentru valori ale rezistoarelor R_1, R_2, R_3, R_a, R_b (la filtrul trece bandă) mai mici sau mai mari decât cele optime duc la concluzia că, de pildă, mărirea lui R_3 duce la micșorarea frecvenței de centru dar și la micșorarea sensibilității la amplificării maxime la această frecvență. Deci, dacă se ajustează R_3 pentru stabilirea lui f_0 trebuie ajustate și R_a și R_b pentru refacerea lui H_0 . Se mai observă că filtrul trece bandă este foarte sensibil la variațiile raportului R_a/R_b . De la o anumită valoare a acestuia, faza amplificării la f_0 trece la -180° , iar circuitul nu se mai comportă ca un filtru. S-a constatat că dispersia uzuală a performanțelor amplificatoarelor operaționale folosite (de tip $\beta A 741$) nu influențează sensibil comportarea circuitului. Așa cum am arătat, rezultatele practice ale simulării pe calculator făcute în diverse situații se concretizează în algoritmul de ajustare funcțională a circuitului respectiv.

În figura 4 se dă drept exemplu, organigrama de ajustare funcțională a filtrului trece-bandă. De notat că: se pornește de la valorile componentelor hibride (condensatoare), care vor fi folosite în fiecare circuit; prin „ajustarea” rezistoarelor se va înțelege tot timpul mărirea lor până la o valoare impusă și că (R_a/R_b) critic înseamnă valoarea pentru care circuitul devine instabil.

Realizarea filtrelor active „trece-bandă” și „trece-jos” sub formă hibridă

Plecând de la configurația finală rezultată în urma analizelor expuse înainte se poate trece la realizarea efectivă a circuitelor. Se menționează că rezistoarele și traseele conductoare se realizează prin tehnologia straturilor subțiri; condensatoarele se pot obține în același mod sau se pot atașa sub forma condensatoare miniatură cu tantal, iar amplificatorul operațional se atașează sub formă de chip.

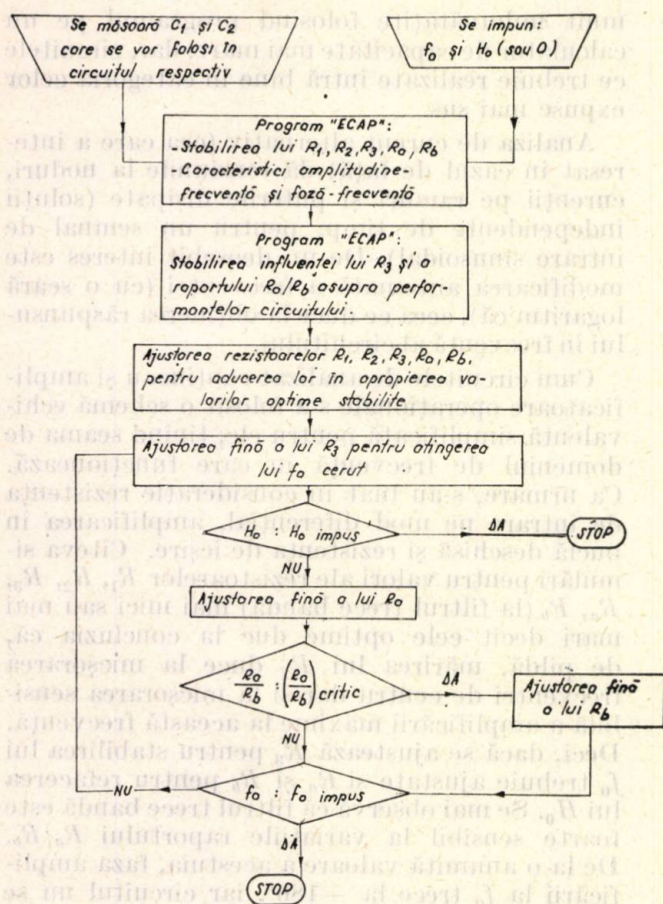


Fig. 4

O primă fază a realizării circuitelor o constituie proiectarea configurației circuitului (layout). Aceasta se face luând în considerație valorile rezistoarelor ce trebuie realizate, rezistența pe pătrat a straturilor folosite, traseele conductoare necesare, forma sub care se vor prezenta componentele de atașat (mărimea și geometria lor), numărul și aranjamentul suprafețelor de contact, numărul terminalelor [3]. Folosind un strat rezistiv cu $R_{\square} = 50 \Omega/\text{pătrat}$ s-au putut proiecta rezistoare cu lățimea minimă a meandrelor de 0,3 mm întregul circuit ocupind o suprafață de $13 \times 11 \text{ mm}^2$.

Ținând seama de performanțele cerute circuitului, de posibilitățile existente de ajustare a rezistoarelor, de necesitatea realizării unor structuri ale căror rezistoare și condensatoare să aibă coeficienți termici care să se poată compensa cât mai bine, s-a decis realizarea depunerii straturilor rezistive prin pulverizarea nitrurii de tantal [4]. Traseele conductoare se realizează din crom-cupru-aur.

După operația de fotogravură și corodarea straturilor depuse se face o stabilizare termică a structurilor și o primă testare vizuală și electrică a circuitelor. Urmează o ajustare grosieră a rezistoarelor, separarea circuitelor pro-

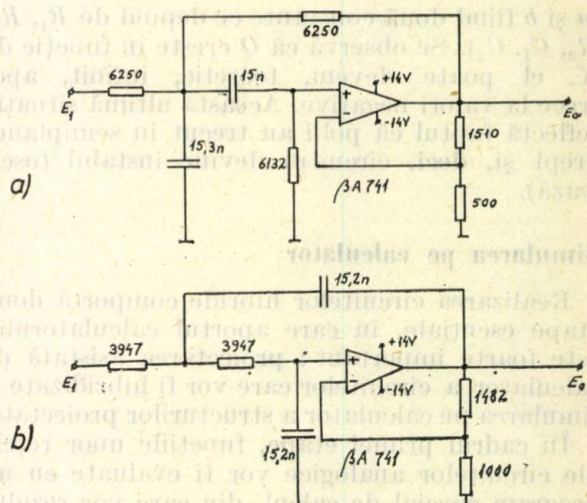


Fig. 5

duse inițial mai multe pe același substrat, îngroșarea traseelor conductoare, atașarea componentelor hibride (prin sudură cu termocompresiune) și atașarea terminalelor.

Ajustarea funcțională a circuitelor are loc după un algoritm de tipul celui prezentat în figura 4. De notat că ajustarea propriu-zisă se realizează prin anodizarea traseelor rezistive din tantal, operație în urma căreia se reduce grosimea traseelor prin oxidarea lor controlată.

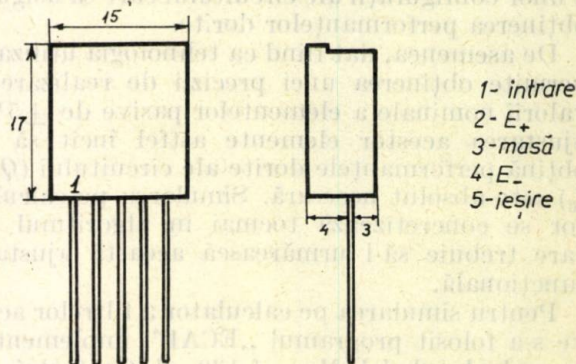


Fig. 6

Circuitele obținute se încapsulează prin metoda mulajului prin transfer cu rășini de protecție termorigide. Pentru o protecție mai bună a circuitelor, pentru game extinse de temperaturi de lucru și condiții speciale ale mediului ambiant, trebuie făcută o încapsulare într-o carcasă metalică, ermetic închisă și vidată.

Ultimele operații sînt controlul final și marcarea.

În figura 5 se dau schemele electrice finale ale unor filtre trece-bandă (a) și trece-jos (b) pentru $f_0 = 2400 \text{ Hz}$, $H_0 \approx 100$ și respectiv $f_0 = 2600 \text{ Hz}$ și $K = 2,482$. Forma de prezentare a circuitelor și marcarea terminalelor este dată în figura 6.

În figurile 7 și 8 se dau caracteristicile amplitudine-frecvență și fază-frecvență pentru filtrul

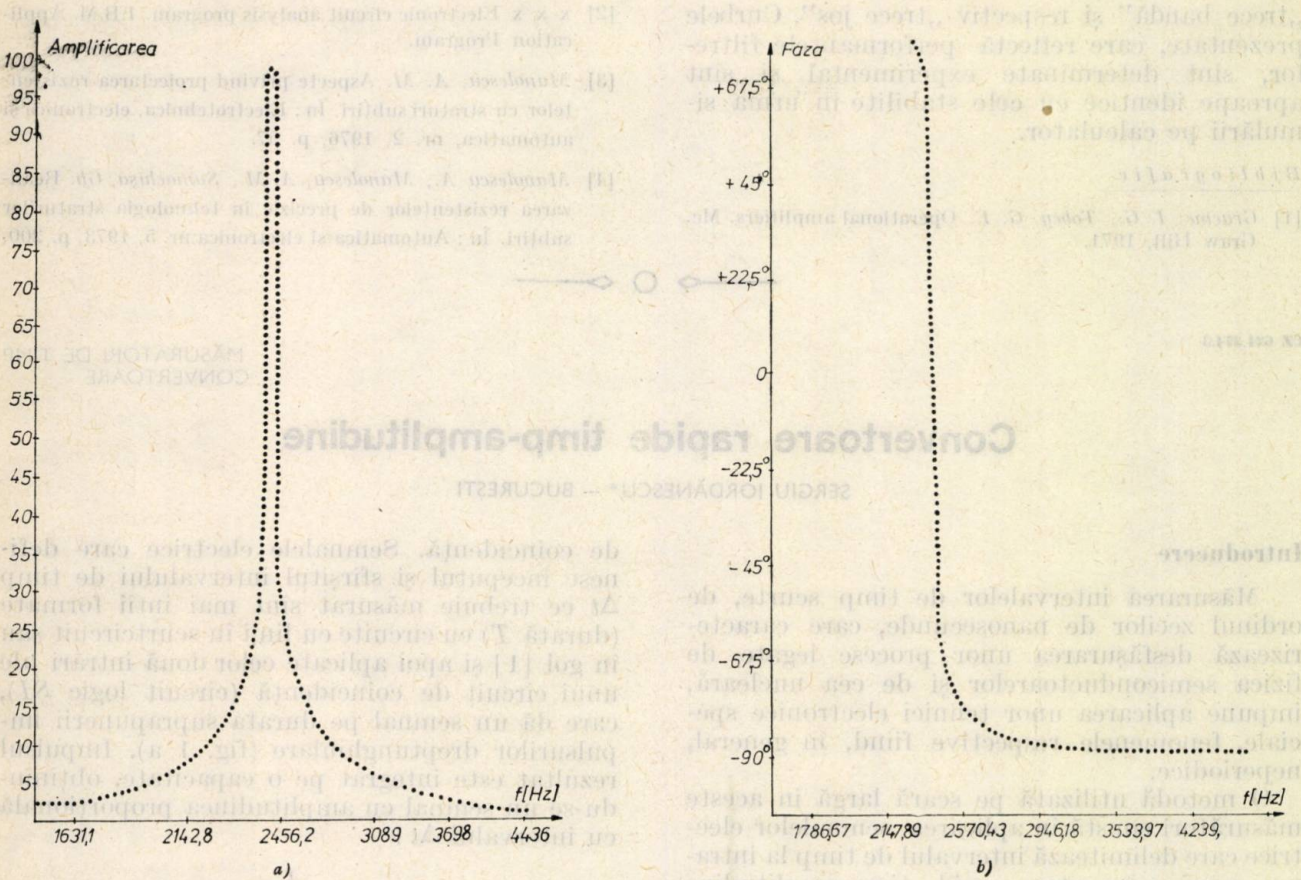


Fig. 7

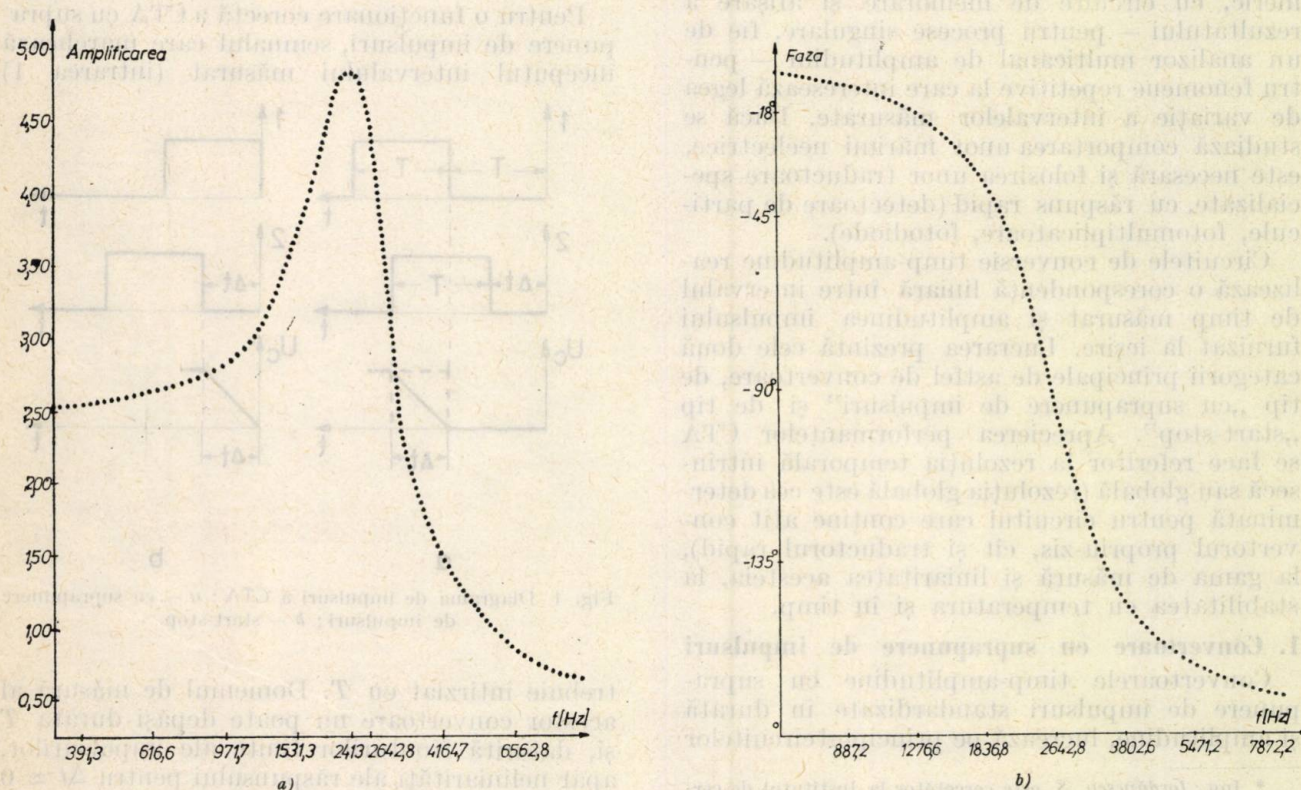


Fig. 8

„trece bandă” și respectiv „trece jos”. Curbele prezentate, care reflectă performanțele filtrelor, sînt determinate experimental și sînt aproape identice cu cele stabilite în urma simulării pe calculator.

Bibliografie

- [1] Graeme, I. G., Tobey, G. E. Operational amplifiers. Mc. Graw Hill, 1971.

- [2] x x x Electronic circuit analysis program. I.B.M. Application Program.
- [3] Manolescu, A. M. Aspecte privind proiectarea rezistențelor cu straturi subțiri. În: Electrotehnica, electronica și automatica, nr. 2, 1976, p. 57.
- [4] Manolescu A., Manolescu, A. M., Samachișă, Gh. Realizarea rezistențelor de precizie în tehnologia straturilor subțiri. În: Automatica și electronica nr. 5, 1973, p. 200.

CZ 621.374.3

MĂSURĂTORI DE TIMP
CONVERTOARE

Convertoare rapide timp-amplitudine

SERGIU IORDĂNESCU* — BUCUREȘTI

Introducere

Măsurarea intervalelor de timp scurte, de ordinul zecilor de nanosecunde, care caracterizează desfășurarea unor procese legate de fizica semiconductoarelor și de cea nucleară, impune aplicarea unor tehnici electronice speciale, fenomenele respective fiind, în general, neperiodice.

O metodă utilizată pe scară largă în aceste măsurători constă în aplicarea semnalelor electrice care delimitează intervalul de timp la intrarea unui convertor rapid timp-amplitudine (CTA), urmat de sisteme de prelucrare analogică, mai lente: fie de un convertor analog-numeric, cu circuite de memorare și afișare a rezultatului — pentru procese singulare, fie de un analizor multicanal de amplitudini — pentru fenomene repetitive la care interesează legea de variație a intervalelor măsurate. Dacă se studiază comportarea unor mărimi neelectrice, este necesară și folosirea unor traductoare specializate, cu răspuns rapid (detectoare de particule, fotomultiplicatoare, fotodiode).

Circuitele de conversie timp-amplitudine realizează o corespondență liniară între intervalul de timp măsurat și amplitudinea impulsului furnizat la ieșire. Lucrarea prezintă cele două categorii principale de astfel de convertoare, de tip „cu suprapunere de impulsuri” și de tip „start-stop”. Aprecierea performanțelor CTA se face referitor la rezoluția temporală intrinsecă sau globală (rezoluția globală este cea determinată pentru circuitul care conține atât convertorul propriu-zis, cât și traductorul rapid), la gama de măsură și liniaritatea acesteia, la stabilitatea cu temperatura și în timp.

1. Convertoare cu suprapunere de impulsuri

Convertoarele timp-amplitudine cu suprapunere de impulsuri standardizate în durată și amplitudine, lucrează pe principiul circuitelor

de coincidență. Semnalele electrice care definesc începutul și sfârșitul intervalului de timp Δt ce trebuie măsurat sînt mai întîi formate (durată T) cu circuite cu linii în scurtcircuit sau în gol [1] și apoi aplicate celor două intrări ale unui circuit de coincidență (circuit logic $\&I$), care dă un semnal pe durata suprapunerii impulsurilor dreptunghiulare (fig. 1 a). Impulsul rezultat este integrat pe o capacitate, obținîndu-se un semnal cu amplitudinea proporțională cu intervalul Δt :

$$U = \frac{I}{C} \Delta t.$$

Pentru o funcționare corectă a CTA cu suprapunere de impulsuri, semnalul care marchează începutul intervalului măsurat (intrarea 1)

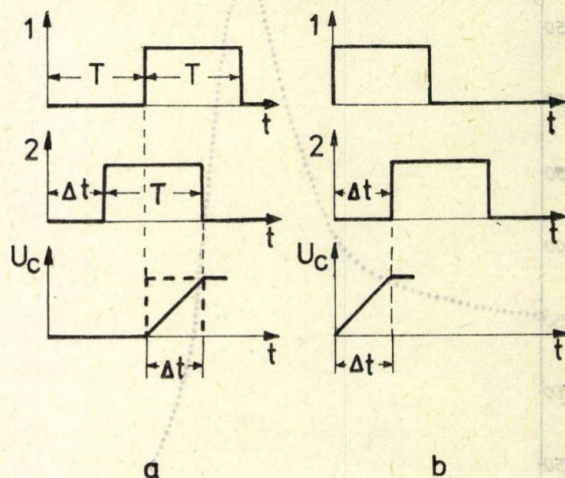


Fig. 1. Diagrama de impulsuri a CTA: a — cu suprapunere de impulsuri; b — start-stop.

trebuie întârziat cu T . Domeniul de măsură al acestor convertoare nu poate depăși durata T și, datorită fronturilor finite ale impulsurilor, apar neliniarități ale răspunsului pentru $\Delta t \approx 0$ și $\Delta t \approx T$. Se observă că circuitul dă un răspuns

* Ing. Iordănescu, S. este cercetător la Institutul de cercetări pentru componente electronice — București.

și pentru $\Delta t > T$, astfel încât, pentru evitarea unor măsurători eronate, acest convertor trebuie prevăzut cu circuite de rejecție a intervalului „imagine” [2]. Un avantaj important, în raport cu CTA de tip start-stop, îl constituie faptul că la ieșire se obține un semnal util numai dacă este prezent și semnalul corespunzător sfârșitului intervalului măsurat.

CTA cu suprapunere de impulsuri sint realizate cu circuite de coincidență ȘI cu mixare multiplicativă (coincidență serie) sau aditivă (coincidență paralel).

În figura 2 este prezentat un circuit de conversie cu mixare multiplicativă. Condensato-

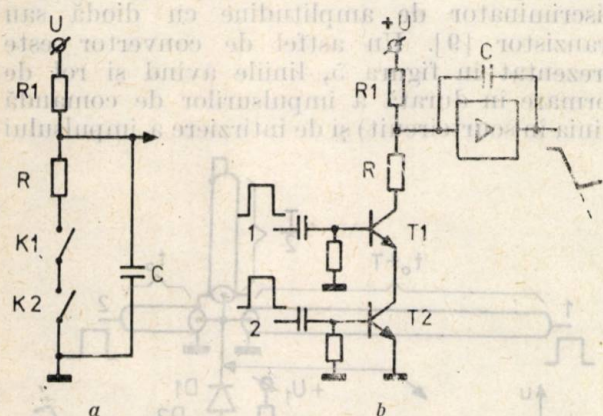


Fig. 2. CTA cu mixare multiplicativă: a - principiul de funcționare; b - realizarea practică a CTA.

rul de integrare C, încărcat în repaus la tensiunea constantă U, se descarcă pe rezistența R numai când ambele comutatoare sînt închise (coincidență), deci când tranzistoarele sînt în conducție. Condițiile care asigură un răspuns liniar sînt:

$$RC \gg \Delta t_{\max}, \quad R_1 \gg R.$$

În practică condensatorul C se poate introduce într-un integrator activ, la ieșirea căruia se conectează analizorul multicanal de amplitudini sau într-un circuit „sample and hold” când se urmărește memorarea și afișarea rezultatului; rezistența de încărcare R1 se poate înlocui cu un generator de curent constant. În plus, este important să se utilizeze tranzistoare de comutație și să se evite intrarea lor în saturație, pentru a se obține o blocare rapidă a tranzistorului T1 la terminarea impulsului de durată T.

Există soluții practice [1], mai vechi, care folosesc pentru acest tip de conversie tuburi cu două grile de comandă (6AS6) sau tuburi cu fascicul dirijat (6BN6, 6A3 π).

CTA cu circuite de mixare aditivă prezintă o varietate mare de tipuri constructive, care funcționează pe principiul ilustrat în figura 3: condensatorul de intrare se poate încărcă numai

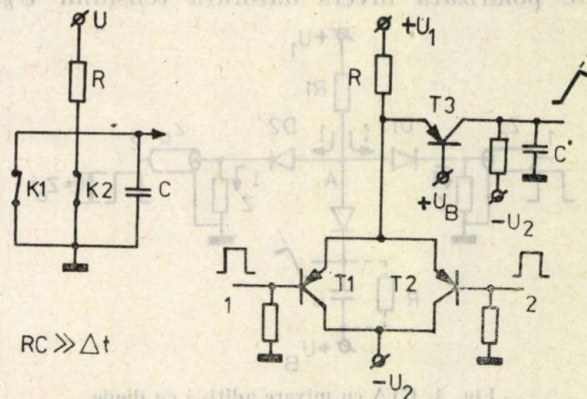


Fig. 3. CTA cu mixare aditivă: a - principiul de funcționare; b - CTA cu tranzistoare.

când ambele comutatoare sînt deschise (coincidență). Este arătat un exemplu de realizare a acestui mod de conversie [3], utilizînd circuitul de coincidență tip Rossi. În repaus tranzistoarele T1 și T2 fiind în conducție, T3 este blocat, starea acestuia menținîndu-se și la aplicarea unui impuls pozitiv pe una dintre intrări. Tranzistorul T3, care are și un rol de generator de curent constant, este deschis numai pe durata suprapunerii impulsurilor de blocare aplicate la cele două intrări, permițînd încărcarea condensatorului C. Acest circuit, echipat cu tranzistoare 2N 1195, asigură o rezoluție globală de 0,47 ns și o liniaritate foarte bună a răspunsului în gama 0 - 7 ns (pentru o durată a impulsurilor T = 12 ns). Folosind același tip de circuit, cu tranzistoare 2N 705, s-a obținut o rezoluție de 0,2 ns în domeniul 0 - 500 ns [4].

Un convertor timp-amplitudine similar, la care însă tranzistorul T3 este înlocuit cu o rețea de două diode de comutație (circuit de coincidență tip Garwin), este descris în [5]; circuitul dezvoltat de P. Vergezac și J. Kahane, funcționează liniar în domeniul 0 - 100 ns, cu o rezoluție globală de 0,4 ns și rezoluție intrinsecă mai bună de 0,1 ns. Performanțe asemănătoare prezintă și o variantă a acestui CTA, la care comanda tranzistoarelor T1 și T2 se face în emitor [6].

O altă categorie importantă de CTA cu suprapunere de impulsuri cuprinde circuitele cu mixare aditivă cu diode, caracterizate printr-o construcție mai simplă și prin performanțe superioare în ceea ce privește rezoluția intrinsecă și stabilitatea. În figura 4 este prezentat un exemplu tipic de convertor cu diode [7]. Același circuit este descris și în [1], cu particularitatea

că impedanțele Z sînt înlocuite cu segmente de linie în scurtcircuit, care au și rol de formare în durată a impulsurilor de comandă. Inițial, diodele $D1$ și $D2$ conduc curentul I , iar $D3$ este polarizată invers datorată tensiunii U_B .

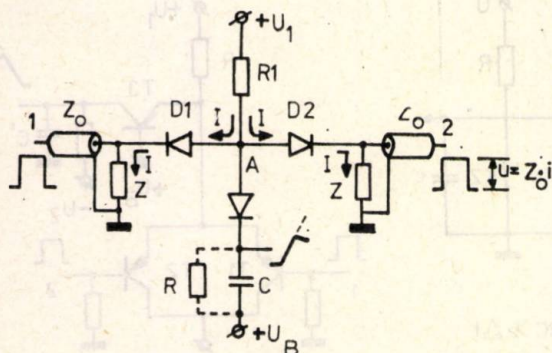


Fig. 4. CTA cu mixare aditivă cu diode.

Aplicarea unui impuls pozitiv pe intrarea 1 determină blocarea diodei $D1$, curentul fiind preluat de $D2$. Rezultă o creștere corespunzătoare a potențialului punctului A , tensiunea U_B fiind ajustată astfel încît să nu permită deschiderea diodei $D3$ în această situație. Datorită capacităților parazite ale diodelor, valoarea găsită experimental este mai mare decît cea calculată U'_B :

$$U_B > U'_B = I \cdot Z + U_D + \frac{1}{2} I \cdot Z_0.$$

Încărcarea condensatorului C are loc numai cînd ambele diode, $D1$ și $D2$, sînt blocate de impulsurile pozitive aplicate pe cele două intrări. Amplitudinea, în curent, a impulsurilor care asigură blocarea diodelor este dată de relația:

$$i \cdot Z + I \cdot Z - \frac{1}{2} I \cdot Z_0 \geq U_B + \frac{2I}{C} \cdot \Delta t_{\max} + U_D.$$

În expresiile de mai sus se alege $Z = Z_0$ și se ține seama că termenul $I \cdot Z$ este o tensiune continuă, deci nu apare relații în cazul circuitului cu linii în scurtcircuit [1]; u_D este tensiunea pe o diodă polarizată direct la curentul $2I$, iar $\Delta t_{\max}$ este gama de măsură a CTA. Funcționarea liniară a convertorului este asigurată prin îndeplinirea condițiilor:

$$RC \geq \Delta t_{\max}, U_1 \geq \frac{2I}{C} \cdot \Delta t_{\max}.$$

Se poate evita folosirea unei tensiuni mari de alimentare, prin înlocuirea rezistenței $R1$ cu un generator de curent constant. De asemenea, este necesară utilizarea unor diode de comutație rapidă ($t_{rr} < 5$ ns) și capacitate mică ($c_d < 3$ pF). Circuitul prezentat, realizat cu diode cu Ge tip S570G, permite obținerea unei

rezoluții intrinseci de 40 ps, avînd abatere de la liniaritate de ± 10 ps, în gama 0 — 65 ns ($T = 70$ ns). Are o stabilitate de $\pm 0,1\%$ pentru 10 ore de funcționare fără termostatare.

În [8] sînt descrise două variante ale acestui CTA cu diode, una, la care semnalul de coincidență este prelucrat prin două integrări, succesive pentru a se obține o pantă compatibilă cu viteza de răspuns a unui analizor multicanal ($0,5$ V/ μ s), iar cealaltă, avînd în locul diodei $D3$ un tranzistor și lucrînd liniar în domeniul 0 — 360 ns, dar cu o rezoluție globală de numai 1,2 ns.

A treia grupă de CTA cu mixare aditivă este aceea la care suprapunerea impulsurilor se efectuează pe o linie de transmisie, urmată de un discriminator de amplitudine cu diodă sau tranzistor [9]. Un astfel de convertor este prezentat în figura 5, liniile avînd și rol de formare în durată a impulsurilor de comandă (linia în scurtcircuit) și de întîrziere a impulsului

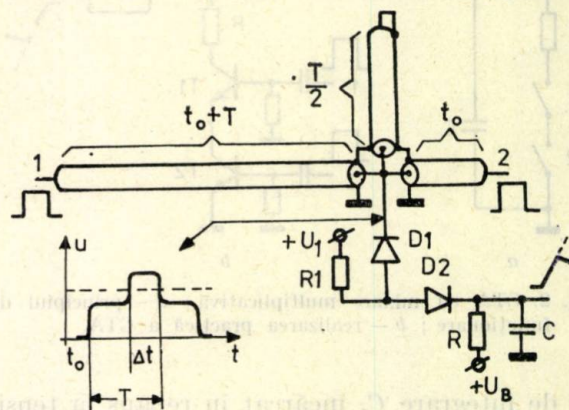


Fig. 5. CTA cu mixare aditivă cu linii.

care marchează începutul intervalului măsurat (intrarea 1). Inițial, dioda $D2$ este invers polarizată datorită tensiunii U_B și a faptului că $D1$ este în conducție. Amplitudinea impulsurilor pozitive aplicate la cele două intrări u_i și valoarea U_B sînt alese astfel încît să mențină blocarea diodei $D2$ la apariția unui singur impuls în punctul de joncțiune a liniilor. Pe durata suprapunerii, dioda $D2$ se deschide, $D1$ se blochează și curentul I determină încărcarea condensatorului C . Proiectarea circuitului trebuie să asigure și blocarea diodei $D1$ pe durata suprapunerii impulsurilor. Din cele două condiții se obține relația:

$$u_i + u_{D1} < U_B < 2u_i - u_{D2} - \frac{I}{C} \Delta t_{\max},$$

în care u_D este tensiunea pe o diodă polarizată direct la curentul I . Condițiile de funcționare liniară și caracteristicile diodelor utilizate sînt analoge cu cele stabilite pentru celelalte tipuri de CTA. Circuitul descris, realizat cu diode Q3—100, permite măsurători în gama 0 — 30 ns, cu rezoluție globală de 0,24 ns.

2. Convertoare start-stop

Convertoarele timp-amplitudine de tip „start-stop” se bazează tot pe încărcarea unui condensator la o tensiune proporțională cu durata dintre impulsurile care delimitează intervalul de timp măsurat Δt (fig. 1 b), dar nu mai necesită circuite suplimentare de formare în durată și amplitudine și de întârziere a impulsurilor de comandă. Spre deosebire de CTA cu suprapunere de impulsuri, care nu disting ordinea semnalelor de comandă, CTA start-stop funcționează numai dacă impulsul la intrarea START este aplicat înaintea celui de la intrarea STOP. Se disting două clase de astfel de convertoare: CTA cu integrare inductivă, care realizează o corespondență liniară între durata măsurată și amplitudinea curentului dezvoltat într-o inductanță (energia înmagazinată inductiv fiind apoi transferată unui condensator), și CTA cu integrare capacitivă.

Principiul de funcționare a convertorului cu integrare inductivă este cel din figura 6 a. La închiderea comutatorului ST, inductanța L ,

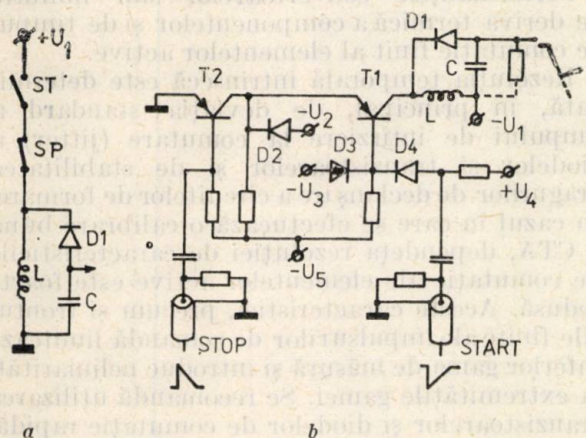


Fig. 6. CTA cu integrare inductivă: a — principiul de funcționare; b — realizarea practică a CTA.

alimentată la tensiunea constantă U_1 , este parcursă de un curent linear crescător în timp $i_L = (U_1/L) \cdot t$. Tensiunea de autoinducție generată la deschiderea comutatorului SP determină deschiderea diodei D_1 și astfel energia W_L , acumulată în acel moment în inductanță:

$$W_L = \frac{1}{2} L \cdot \left(\frac{U_1}{L} \cdot \Delta t \right)^2,$$

este transferată integral condensatorului C , cu care formează un circuit oscilant. Datorită diodei condensatorul se încarcă la tensiunea U_C numai pe durata primei semialternanțe a oscilației, și menține acea valoare:

$$U_C \approx \frac{U_1}{\sqrt{LC}} \cdot \Delta t.$$

Abaterea de la liniaritate este dată de pierderile în diodă și în capacitatea parazită a bobinei; se obține o îmbunătățire a liniarității prin mărirea condensatorului C . Avantajul metodei rezultă din faptul că, pentru o valoare finală a curentului i_L , egală cu valoarea curentului constant al unui CTA cu integrare capacitivă, tensiunea U_C obținută este mai mare decât tensiunea U'_C , furnizată de convertorul cu integrare capacitivă, conform relației:

$$\frac{U_C}{U'_C} = \frac{LC}{(\Delta t)^2}, \quad (\text{pentru } \Delta t < \sqrt{LC}).$$

În figura 6 b este prezentat un astfel de convertor [10]. Inițial, tranzistorul $T1$ este blocat (dioda D_4 conduce, iar $D3$ este blocată) și $T2$ este în conducție. Aplicarea impulsului negativ START declanșează integrarea inductivă prin deschiderea tranzistorului $T1$. Impulsul pozitiv STOP blochează tranzistorul $T2$, fenomenul de autoinducție provocat de întreruperea curentului prin bobină asigură deschiderea diodei D_1 și are loc transferul de energie în condensatorul C . Circuitul, realizat cu tranzistoare 2N 501, lucrează liniar în gama 0 — 15 ns ($L = 4,7 \mu\text{H}$, $C = 100 \text{ pF}$), având rezoluție globală mai bună de 0,3 ns și stabilitate 0,1 ns/24 ore. Același tip de integrator, utilizat de D. Ophyr [8] într-un circuit bistabil cu diode tunel și tranzistoare cu cuplaj în emitor, asigură o rezoluție de 0,1 ns în domeniul 0 — 25 ns.

Convertoarele start-stop cu integrare capacitivă conțin o varietate mare de moduri de conexiune a celor două comutatoare [1], utilizând tranzistoare sau diode de comutație. La convertorul din figura 7 [11] integrarea se efectuează, sub curent constant, prin blocarea tranzistorului $T1$ (comutatorul ST). Impulsul negativ STOP determină blocarea lui $T2$ (comutatorul SP), curentul fiind preluat de celălalt tran-

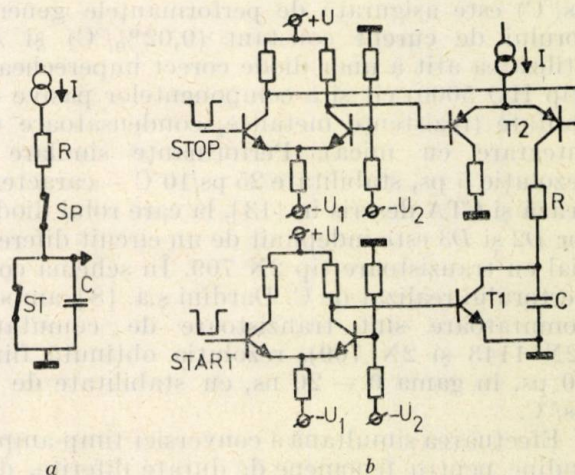


Fig. 7. CTA cu integrare capacitivă, cu tranzistoare: a — principiul de funcționare; b — realizarea practică a CTA.

zistor din circuitul diferențial și, astfel, condensatorul C rămâne încărcat la valoarea $U = (I/C) \cdot \Delta t$. Etajele diferențiale de intrare asigură o comutare rapidă a tranzistoarelor ($T1 - 2N709$, $T2 - 2N4258$), circuitul având o rezoluție intrinsecă mai bună de 60 ps în gama 0–50 ns. Domeniul de măsură este extins până la 1 μs , în șase game, funcție de valoarea condensatorului de integrare C . Același principiu de funcționare este aplicat de E. Gatti ș.a. [2] într-un convertor cu rezoluție intrinsecă de 7 ps și rezoluție globală de 0,2 ns.

În figura 8 este prezentat un CTA start-stop [12], la care rolul comutatoarelor este îndeplinit

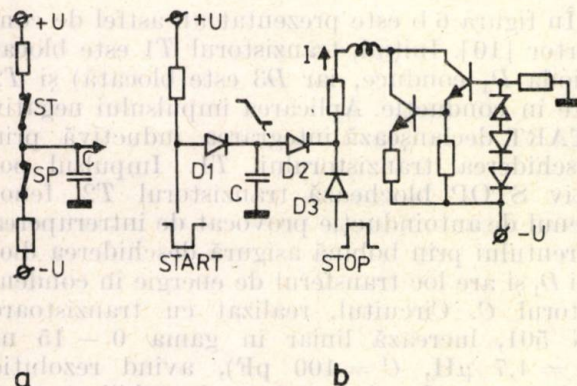


Fig. 8. CTA cu integrare capacitivă, echilibrat: a — principiul de funcționare; b — CTA cu diode.

nit de diodele $D1$ și $D2$. În repaus acestea conduc curentul I dat de generatorul de curent constant, iar tensiunea la bornele condensatorului este nulă, montajul fiind echilibrat. Impulsul negativ START determină blocarea diodei $D1$, iar condensatorul C se încarcă sub curentul I , până când impulsul pozitiv STOP blochează dioda $D2$, curentul fiind preluat de $D3$. Circuitul permite măsurători în domeniul 10 ps — 200 μs cu rezoluție intrinsecă de 6 ps și rezoluție globală de 0,3 ns, cu liniaritate integrală mai bună de $\pm 1\%$. Stabilitatea termică excelentă (2 ps/ $^{\circ}C$) este asigurată de performanțele generatorului de curent constant (0,02%/ $^{\circ}C$) și de utilizarea atât a unor diode corect împerecheate (tip HD 5000) cât și a componentelor pasive de calitate (rezistențe metalice, condensatoare de integrare cu mică). Performanțe similare — rezoluție 5 ps, stabilitate 25 ps/ $10^{\circ}C$ — caracterizează și CTA descris în [13], la care rolul diodelor $D2$ și $D3$ este îndeplinit de un circuit diferențial cu tranzistoare tip 2N 709. În schema convertorului realizat de C. Dardini ș.a. [8], ambele comutatoare sînt tranzistoare de comutație (2N 1143 și 2N 709), rezoluția obținută fiind 10 ps, în gama 0 — 20 ns, cu stabilitate de 10 ps/ $^{\circ}C$.

Efectuarea simultană a conversiei timp-amplitudine pentru fenomene de durate diferite, dar care au același moment inițial (START), necesită utilizarea unor circuite de complexi-

tate mai mare. CTA cu conversie „paralel”, descris în [14], conține un generator de curent constant cu tranzistor în avalanșă pentru încărcarea simultană a condensatoarelor de integrare, prin intermediul unor circuite poartă cu diode. Impulsurile STOP, corespunzătoare fiecărui canal, se aplică acestor circuite și izolează practic condensatoarele, care rămîn încărcate la tensiuni proporționale cu intervalele de timp măsurate. La convertorul tip „start-multistop” prezentat în [15], care constituie o dezvoltare a CTA propus de P. Thieberger [1], impulsul START declanșează un generator de rampă, iar impulsurile STOP comandă un circuit de eșantionare a tensiunii liniar variabile, amplitudinile eșantioanelor fiind astfel liniar dependente de duratele măsurate.

În ultimul timp au fost realizate CTA start-stop complexe, cu performanțe ridicate, utilizînd circuite logice integrate ECL (tip MECL II și III) ultrarapide, care permit [16] atingerea unei rezoluții intrinseci de 3,7 ps în gama 0–50 ns, cu liniaritate diferențială mai bună de 1,2% și stabilitate termică de 0,002%/ $^{\circ}C$.

Performanțele convertoarelor sînt limitate de deriva termică a componentelor și de timpul de comutație finit al elementelor active.

Rezoluția temporală intrinsecă este determinată, în principal, de deviația standard a timpului de întârziere la comutare (jitter) a diodelor și tranzistoarelor și de stabilitatea pragurilor de declanșare a circuitelor de formare. În cazul în care se efectuează o calibrare bună a CTA, dependența rezoluției de caracteristicile de comutație ale elementelor active este foarte redusă. Aceste caracteristici, precum și fronturile finite ale impulsurilor de comandă limitează inferior gama de măsură și introduc neliniarități la extremitățile gamei. Se recomandă utilizarea tranzistoarelor și diodelor de comutație rapidă, în special de tip Schottky.

Stabilitatea termică poate fi îmbunătățită prin folosirea unor componente pasive cu coeficient termic redus și a unor elemente active selectate (cu caracteristici de variație a parametrilor cu temperatura cît mai apropiate).

3. Concluzii

Sînt prezentate convertoare timp-tensiune, utilizate în măsurarea intervalelor de timp scurte.

Convertoarele cu suprapunere de impulsuri se caracterizează printr-o construcție simplă a circuitului de conversie, dar necesită circuite de formare în durată și amplitudine a impulsurilor de comandă, precum și o linie de întârziere. Domeniul de măsură este redus (max. 500 ns), fiindli mitat de posibilitățile de realizare a întârzierii impulsurilor. Dacă intervalele măsurate pot depăși domeniul impus, convertorul trebuie prevăzut și cu un circuit de rejecție a intervalului „image”.

Structura circuitelor de conversie start-stop este mai complicată, dar acestea permit efectuarea de măsurători într-un domeniu mult mai larg (10^{-9} — 10^{-3} s), cel mai avantajos fiind din acest punct de vedere, convertorul cu eșantionare. Dezavantajul ieșirii convertoarelor start-stop din regimul corect de funcționare, în cazul absenței celui de al doilea impuls, poate fi înlăturat prin folosirea unui circuit de readucere în starea inițială, la depășirea domeniului de măsură.

Liniaritatea și stabilitatea convertoarelor timp-amplitudine pot fi mult îmbunătățite prin conectarea a două convertoare de același tip într-un sistem diferențial.

Bibliografie

- [1] Meiling, W., Stary, F. Nanosecond pulse techniques. New York, Gordon and Breach Sci. Publ. Inc., 1968.
- [2] Bonitz, M. Modern multichannel time analyzers in the nanosecond range. In: Nucl. Instr. and Meth., **22**, nr. 2, 1963, p. 238—252.
- [3] Simms, P. C. Fast coincidence system based on a transistorized time-to-amplitude converter. In: Rev. Sci. Instrum., **32**, nr. 8, 1961, p. 894—898.
- [4] Jones, G., Falk, W. R. Transistorized time-to-amplitude converter. In: Nucl. Instr. and Meth., **37**, nr. 1, 1965, p. 22—28.
- [5] Vergezac, P., Kahane, J. Convertisseur temps-amplitude à semiconducteurs. In: Proc. Int. Symp. Nucl. Electronics, S.F.E.R., Paris, 1963, p. 629—631.
- [6] Bertolaccini, M., Cova, S., Bussolati, C. A fast coincidence system for low energy γ -ray spectroscopy. In: Nucl. Instr. and Meth., **37**, nr. 2, 1965, p. 297—304.
- [7] Grin, G. A., Joseph, C. About a simple time-to-pulse height converter. In: Nucl. Instr. and Meth., **24**, nr. 3, 1963, p. 331—332.
- [8] Bibok, G. Idő-amplitúdó konverterek a nanoszekundumos időspektroszkópiában. In: Atomki Közlemények, **17**, nr. 1, 1975, p. 37—69.
- [9] Ogata, A., Tao, S. J., Green, J. H. Recent developments in measuring short-time intervals by time-to-amplitude converters. In: Nucl. Instr. and Meth., **60**, nr. 2, 1968, p. 141—150.
- [10] Culligan, C., Lipman, N. H. Fast transistorized time-to-pulse-height converter. In: Rev. Sci. Instrum., **31**, nr. 11, 1960, p. 1209—1214.
- [11] Taylor, I. J., Becker, T. H. A high-speed time-to-amplitude converter using integrated circuits. In: Nucl. Instr. and Meth., **99**, nr. 2, 1972, p. 387—395.
- [12] Wieber, D. L. A fast, wide-range, time-to-height conversion system. In: Nucl. Instr. and Meth., **24**, nr. 3, 1963, p. 269—279.
- [13] Brafman, H. A fast wide range time to height converter. In: Nucl. Instr. and Meth., **34**, nr. 2, 1965, p. 239—241.
- [14] Iordănescu, S. Sistem de măsură și control pentru comutatoare ultrarapide de înaltă tensiune. In: E.E.A. Automatica și Electronica, **21**, nr. 3, 1977, p. 111—114.
- [15] Glaz, J. A long period time-to-pulse height converter and new calibration methods. In: Nucl. Instr. and Meth., **79**, nr. 2, 1970, p. 277—282.
- [16] Bertolaccini, M., Cova, S. The logic design of high precision time-to-pulse-height converters — Part II. In: Nucl. Instr. and Meth., **121**, nr. 3, 1974, p. 557—566.

REALIZĂRI DIN INDUSTRIA ROMÂNEASCĂ

Echipamente automate pentru sortarea dispozitivelor semiconductoare

Introducere

Pornind de la cerințele dezvoltării economiei naționale, bazată pe amploarea fără precedent a revoluției tehnico-științifice, conducerea de partid și de stat din țara noastră acordă o atenție deosebită dezvoltării industriei electronice pe baza eforturilor proprii de cercetare și proiectare. Baza industriei electronice o constituie fabricația de componente. În condițiile tehnice actuale, nivelul producției într-o întreprindere de piese și componente electronice este de ordinul milioane de bucăți lunar din fiecare sortiment. Asemenea cantități implică un efort și un grad mare de tehnicitate în sectorul de sortare și clasare. O fabricație atât de diversă, în cantități atât de mari și de calitate tot mai bună, necesită existența unor utilaje electronice cu performanțe deosebite cum ar fi: productivitate mare, deci un grad înalt de automatizare, precizie de lucru cât mai bună, precum și o versatilitate mare, astfel încât să poată acoperi un număr cât mai mare de operațiuni specifice

sortării din cadrul fluxului tehnologic de fabricație a unei game cât mai largi de dispozitive. Bazându-se pe experiența acumulată într-un timp relativ scurt, un colectiv restrâns de electroniști, din cadrul ICCE—București, s-a preocupat în mod deosebit de punerea bazelor unei cercetări, proiectări și realizări de echipamente electronice de sortare dispozitive electronice, care implică un grad de complexitate și tehnicitate remarcabile.

1. Realizări

La capitolul realizări în domeniul menționat mai sus, pot fi prezentate o serie de echipamente automate de sortare a tranzistoarelor și a diodelor care s-au realizat și s-au dat în exploatare (fig. 1—3) și anume:

Echipament de împerechere după h_{21E} a tranzistoarelor de medie putere (BD 135...BD 140)

Caracteristici tehnice

1 Număr de clase de decizie : 11

2 Timp de măsură pe test : 30 ms

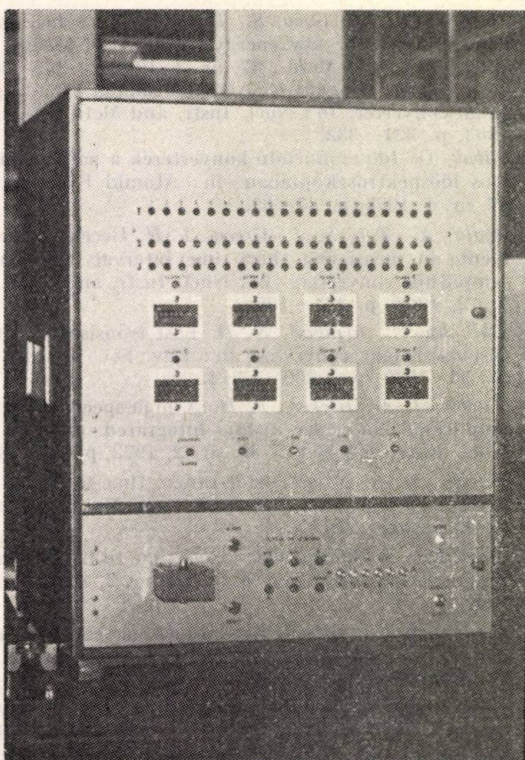


Fig. 1. Echipament automat pentru sortarea pe plachetă și sortarea finală a tranzistoarelor unijonctiune.

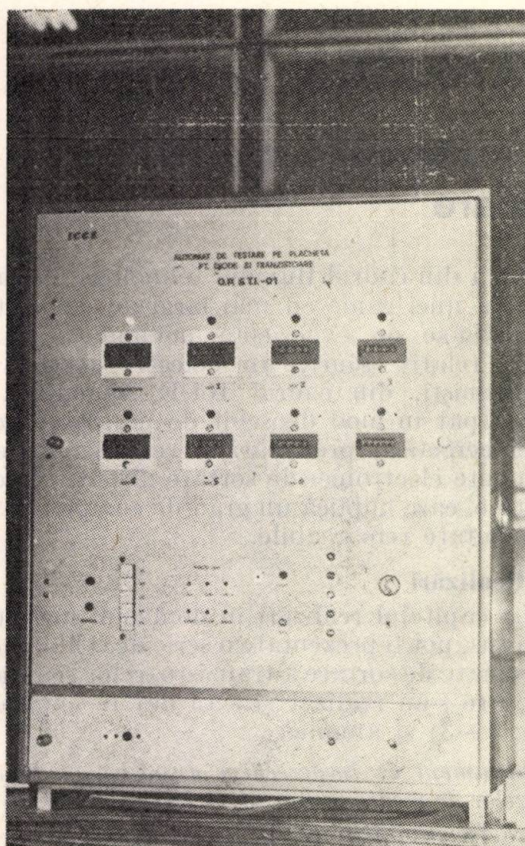


Fig. 2. Echipament automat de sortare pe plachetă a tranzistoarelor și diodelor.

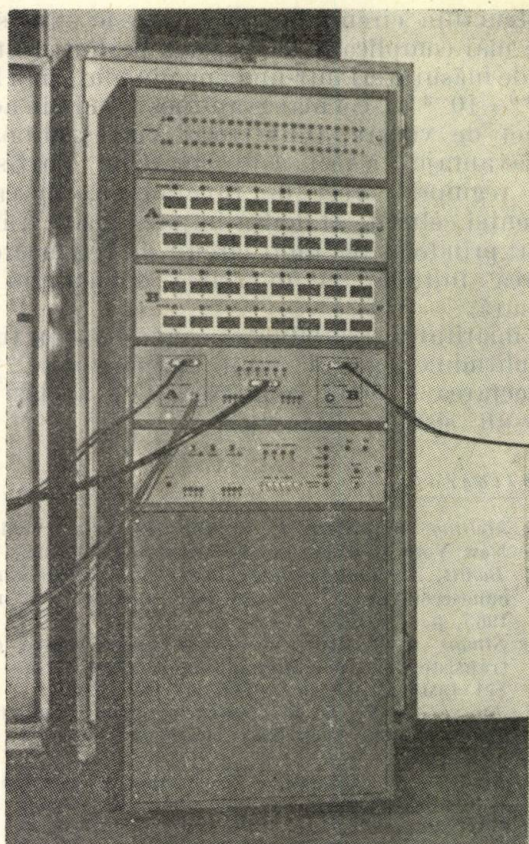


Fig. 3. Echipament automat pentru sortarea finală și pe plachetă a diodelor și tranzistoarelor de mică și medie putere.

3 Cadență de lucru : 3 000—3 500 dispozitive/oră.

4 Tipuri de tranzistoare : p.n.p. și n.p.n.

5 Lungimea testului : variabilă (când s-a găsit clasa se ia imediat decizia și se întrerupe testarea).

6 Clase de h_{21E}

clasa E : $33,5 < h_{21E} < 47,5$

Punctul static

de funcționare clasa F : $42,5 < h_{21E} < 60$

clasa G : $53 < h_{21E} < 75$

$U_{CE} = 2V$ clasa H : $67 < h_{21E} < 95$

$I_C = 150 \text{ mA}$

clasa I : $85 < h_{21E} < 118$

clasa K : $106 < h_{21E} < 150$

clasa L : $132 < h_{21E} < 190$

clasa M : $170 < h_{21E} < 236$

clasa N : $212 < h_{21E} < 300$

defect 1 : $h_{21E} < 35$

defect 2 : $285 < h_{21E}$

7 Lucrează în duplex, permițând accesul a două operatoare la test în același timp.

8 Precizie : $\pm 2\%$.

9 Grad de integrare cu componente autohtone : 99%.

Echipamentul este dat în exploatare la I.P.R.S. Băneasa.

Echipament automat de sortare pe plachetă a tranzistoarelor și diodelor

Caracteristici tehnice

- 1 Număr de clase de decizie : 8
- 2 Număr de teste : 6
- 3 Lungimea unui test : 3 ms și 30 ms
(accesibilă prin program)
- 4 Lungimea timpului de test a unui dispozitiv : variabilă
- 5 Teste executate : U_{CBO} , U_{CEO} , U_{CES} , U_{BE} , $U_{BE\text{ sat}}$, $U_{CE\text{ sat}}$, I_{CBO} , I_{CES} , h_{FE} .
- 6 Gama de măsură :
 - a — I (pentru curenți reziduali) : $1\ \mu\text{A} \dots 1\ \text{mA}$
 - b — U (pentru tensiuni de străpungere) : $(0 \div 250)\ \text{V}$
 - c — pentru h_{FE} : $I_C \in (100\ \mu\text{A} \div 1\ \text{A})$, $U_{CE} \in (0 \div 50)\ \text{V}$; $h_{FE\text{ max}} = 1\ 000$
 - d — pentru $U_{CE\text{ sat}}$, $U_{BE\text{ sat}}$: $I_{C\text{ max}} = 1\ \text{A}$
 $I_{B\text{ max}} = 100\ \text{mA}$
 $U_{CE\text{ sat min}} = 0,1\ \text{V}$.
- 7 Polarizarea tranzistorului testat se face cu două surse programabile :
 - a — Sursa mică : $(0 \div 50)\ \text{V}$ cu pas de programare $100\ \text{mV}$
 - b — Sursa mare : $(0 \div 100)\ \text{V}$ cu pas de programare $100\ \text{mV}$
 $(0 \div 200)\ \text{V}$ cu pas de programare $200\ \text{mV}$
 $(0 \div 250)\ \text{V}$ cu pas de programare $250\ \text{mV}$.
- 8 Programarea : programarea se face cu diode de siliciu pe o placă de program. Testarea diverselor tipuri de dispozitive înseamnă numai o programare corespunzătoare a mașinii, ceea ce se reduce la montarea în poziția corectă pe placa de program a diodelor de programare.
- 9 Tipuri de tranzistoare testate : p.n.p. și n.p.n.
- 10 Moduri de lucru : simplex ; duplex ; duplex dublu (cu două perechi de sonde pe fiecare mecanică).
- 11 Viteza de lucru.
Cu o mecanică de testare, viteza de testare ajunge pînă la 4 tranzistoare pe secundă.
- 12 Precizia de lucru : $\pm 2\%$.
- 13 Grad de integrare a componentelor : 95%.
Echipamentul este utilizat de ICCE—București pentru sortarea microproducțiilor de tranzistoare și diode.

Echipament automat pentru sortarea finală și pe plachetă a diodelor și tranzistoarelor de mică și medie putere

Caracteristici tehnice :

- 1 Număr de teste : 20
- 2 Număr de clase de decizie intermediare : 20
- 3 Număr de clase de decizie finală : 16

4 Lungimea unui test : programabilă și poate lua valorile 1 ms, 10 ms, 30 ms, (cu posibilități de reglare a acestor valori).

5 Teste executate : U_{CE0} , U_{EB0} , U_{CB0} , U_{CEs} , U_{EC0} , I_{CB0} , U_{CER} , I_{CE0} , I_{EB0} , I_{CEs} , h_{FE} , $U_{BE\text{ sat}}$, $U_{CE\text{ sat}}$.

6 Game de măsură

a — I (pentru curenți reziduali) : $10\ \text{nA} \div 1,0\ \text{mA}$;

b — U (pentru tensiuni de străpungere) : $0 \div 250\ \text{V}$,

c — pentru h_{FE} : $I_C \in (1\ \mu\text{A} \div 2\ \text{A})$ ($h_{FE\text{ max}}$ pe gama $I_C = 1\ \mu\text{A}$ este 100, iar pe celelalte game are valoarea 1 000)

d — pentru $U_{BE\text{ sat}}$ și $U_{CE\text{ sat}}$: $I_{C\text{ max}} = 2\ \text{A}$;
 $I_{B\text{ max}} = 200\ \text{mA}$.

7 Sursele de polarizare a tranzistorului testat sînt două surse programabile :

a — sursa mică : $(0 \div 50)\ \text{V}$ cu pas de programare $100\ \text{mV}$

b — sursa mare : $(0 \div 100)\ \text{V}$ cu pas de programare $100\ \text{mV}$
 $(0 \div 200)\ \text{V}$ cu pas de programare $200\ \text{mV}$
 $(0 \div 250)\ \text{V}$ cu pas de programare $250\ \text{mV}$.

8 Aparatul este prevăzut cu interfață pentru un eventual aparat extern cu care să putem măsura un parametru dinamic, și al cărui răspuns să-i parvină în formă binară. E posibilă interfațarea cu pînă la 20 de aparate externe, dar practica arată că sînt absolut suficiente maxim 2—3.

9 Programarea echipamentului se face cu diode de siliciu pe o placă de program. Schimbarea tipului de dispozitiv testat se face schimbînd placa de program. Versatilitatea logicii și a sistemului de programare permite ca, în funcție de răspunsul dispozitivului la testul precedent să urmeze una sau alta dintre măsurătorile programate.

10 Tipuri de tranzistori testați : p.n.p. și n.p.n. de mică și medie putere.

11 Modul de lucru : simplex și duplex.

12 Viteza de lucru :

a — manual : depinde de operator,

b — semiautomat, duplex : 3 500 — 4 000 tranzistoare/oră,

c — automat, duplex : 7 000 tranzistoare/oră

13 Precizie de lucru : $\pm 1\%$.

14 Import rezidual : 20%.

Echipamentul este realizat la ICCE București.

Echipament automat pentru sortarea pe plachetă și sortarea finală a tranzistoarelor uniîonctiune

Se remarcă îndeosebi contribuțiile originale legate de partea de modelare și transpunere în ciclu automat de măsură a parametrilor specifici

tranzistorului unijonțiune, care prezintă unele particularități, datorate caracteristicii $I_E = f(V_E)$ în formă de S.

Caracteristici tehnice :

1 20 teste programabile pe șapte configurații de măsură corespunzătoare parametrilor :

R_{E2B1} , $V_{EB1\text{ sat}}$, η , I_{EBO} , I_B , I_C , V_{OB1} .

2 8 clase finale.

3 Durata unui test este programabilă în patru valori reglabile.

4 Sursă de polarizare programabilă cu pas de 100 mV ; programarea se face în cod 1242 pe trei decade, de la 0,1 V până la 60 V. Curentul de sarcină maxim : 0,5 A.

5 Generator de curent de polarizare programabil în cinci game semireglabile : $0,1 \div 5 \mu\text{A}$; $5 \div 10 \mu\text{A}$; $10 \div 50 \mu\text{A}$; $1 \div 20 \text{ mA}$; $40 \div 60 \text{ mA}$. Aceste game sînt impuse de diversele granițe de I_p și I_v , corespunzătoare diverselor familii de TUJ-uri.

6 Programarea este unitară și se face pe familii, cu ajutorul unei matrice generale. Programul efectiv se realizează cu diode obișnuite (de exemplu : BA 170).

7 Alimentare la rețea — 220 V/50 Hz.

8 Consum : 235 W.

9 Moduri de lucru :

a — manual — testare finală ;

b — test pas cu pas — pe plachetă sau la sortare finală ;

c — în ciclu automat repetitiv-testare finală sau pe plachetă ;

d — test repetitiv-testare finală sau pe plachetă.

e — automat-sortare pe plachetă în cuplaj cu o mecanică de testare pe plachetă compatibilă.

Echipamentul este realizat la ICCE-București.

Automatele comentate anterior s-au referit numai la testarea diodelor, tranzistoarelor și tranzistoarelor unijonțiune ; avînd în vedere modul versatil, în care au fost concepute, aceste automate pot fi folosite, cu modificări minore la testarea unei game foarte largi de dispozitive și piese electronice, cum ar fi : rezistențe, condensatoare, relee, dispozitive optoelectronice, tranzistoare cu efect de câmp etc.

3. Perspective

În privința posibilităților materiale de realizare a unei game mai largi de echipamente electronice automate pentru sortarea componentelor electronice, acestea va crește pe măsură ce se dezvoltă industria românească de circuite cu grad mare de integrare, precum și industria de calculatoare de proces și de echipamente periferice, permițînd o apropiere de domeniile de vîrf ale tehnicii mondiale din aceste ramuri.

Un pas înainte, din punct de vedere al tehnicilor de lucru, va fi atunci cînd, cuplînd cu calculatorul aceste utilaje, se va folosi capacitatea memoriei acestuia pentru înmagazinarea datelor privitoare la programele de testare. În această idee, a doua generație a „Echipamentului automat de sortare pe plachetă a diodelor și tranzistoarelor” va fi realizată cu circuite de memorie de tip EPROM—1 702 A, memorie de 2 kbiți, în loc de plăci de programare cu diode.

Cercetători științifici ing. Bușe Marcu
și ing. Popescu Ovidiu — ICCE



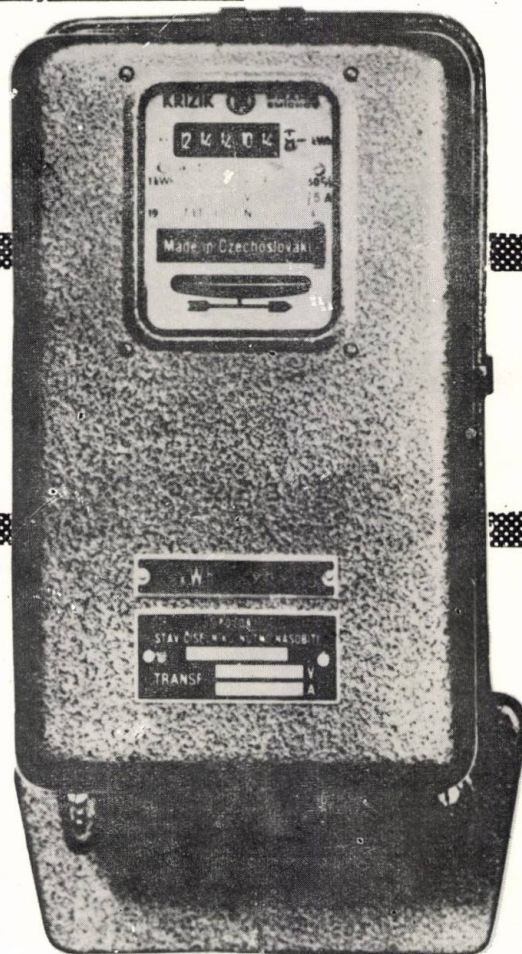
CONVERTIZOARELE DE PUTERE METRA, seriile NC 70, NC 80, NC 100, NC 110 și NC 120, sînt aparate simple și robuste care realizează tot ce așteptați dv. de la un convertizor de acest tip.

Convertizoarele METRA, seriile NC, sînt destinate pentru măsurarea puterii electrice a curenților activi și reactivi din sectoarele mono- și trifazate; mărimile măsurate sînt convertite în curent continuu. Aceste aparate sînt folosite pentru uz individual, pe de o parte, la transformarea mărimilor măsurate în semnal de curent analogic unificat sau, pe de altă parte, la cuplajul cu un aparat indicator magneto-electric.

AVANTAJE:

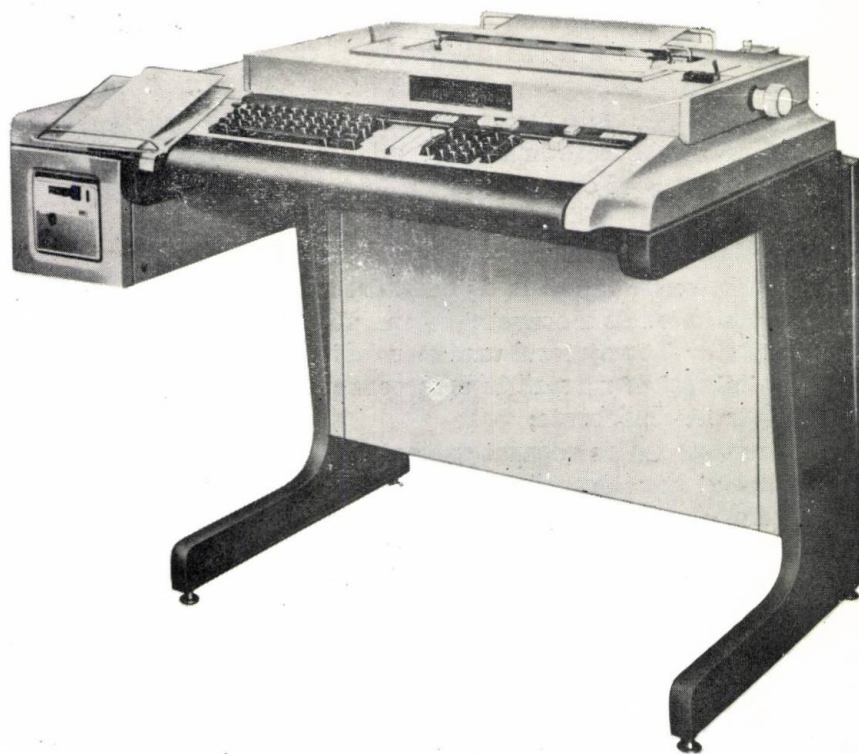
- conversia mărimii măsurate în semnal de forță;
- transmiterea sigură la distanțe destul de importante;
- posibilitatea de a converti semnalul de ieșire, în formă numerică de forma A/D cu ajutorul unui convertizor cu filtru de amortizare;
- posibilități de măsură în două sensuri, pornind de la valorile nule ale mărimilor măsurate;
- circuit de ieșire separat galvanic de circuitul de intrare;
- aparatul funcționează automat.

Putem continua cu enumerarea avantajelor aparatului, dar veți proceda mai bine să vă informați direct, mai în detaliu, de la Intreprinderea de comerț exterior KOVO, care este exportatorul exclusiv al acestui material.



NC 70 NC 80
NC 90 NC 100
NC 110 NC 120

**EXPORT
IMPORT
KOVO**
PRAHA
CZECHOSLOVAKIA



Vă rugăm să ne vizitați la Tîrgul Internațional de la București, în pavilionul T între 5-14 octombrie 1978

Ambasada R. D. G. în R. S. România
Sector comercial
Secția mașini de birou/
tehnică de calcul
Calea Dorobanți 14
25 București

Robotron Export-Import, Întreprinderea de comerț exterior a Republicii Democrate Germane

R. D. G. -108 Berlin
Friedrichstrasse 61

robotron

DATO

1370/72

Prelucrarea de date este adaptată cerințelor actuale ale fluxului informațional

Acestor cerințe le răspund noile noastre aparate electronice de prelucrare a datelor cu posibilități de a fi programate: **daro 1 370**, pentru date numerice și **daro 1 372**, pentru date alfanumerice.

Ambele variante sînt concepute cu terminale în casetă, cu bandă magnetică sau cu bandă perforată. Ele reprezintă o nouă generație de aparate care completează modernele instalații de prelucrare a datelor și care asigură utilizatorului mari efecte de raționalizare, prin intermediul programelor.

Dacă doriți să aveți un acces rapid la informații în condițiile unei economicități ridicate, alegeți **daro 1 370** și **daro 1 372**, aparate cu aplicabilitate în toate domeniile economice. Solicitați informații amănunțite.

Cele mai importante caracteristici ale aparatelor **daro 1 370/1 372**:

- mînuire ușoară și simplă;
- programare rapidă și ușoară;
- comanda prin micro-programe;
- memorie cu semiconductoare cu capacitate variabilă;
- deplină siguranță în funcționare, multiple funcții de control;
- imprimantă - mozaic, de mare capacitate, pentru tehnica listării;
- întreținere minimă, datorită fiabilității ridicate;
- remediere simplă prin service, datorită construcției modulare.

COMPUTERE NUCLEARE



pentru înregistrarea:
 razelor alfa
 razelor beta
 razelor gama
 razelor X
 razelor cosmice
 neutronilor

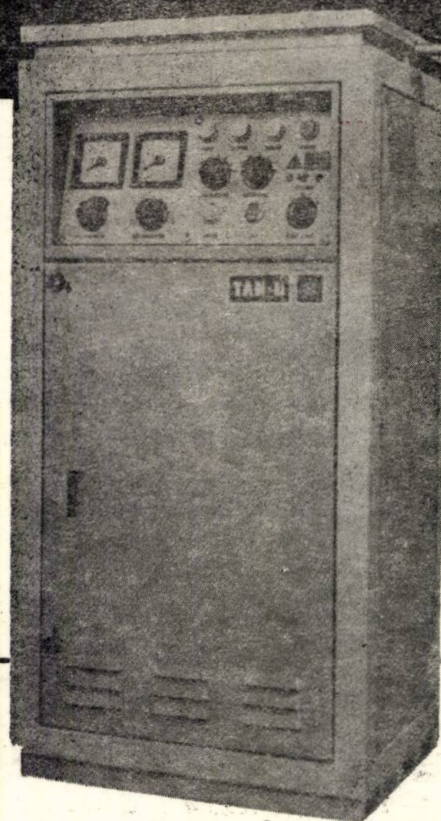
EXPORTATOR:



Techsnaexport

32/34 str. Smolenskaia Sennaia
 Moscova 121200 - URSS

Telefon: 244-32 85 Telex: 7628



Încărcătorul automat cu tiristoare

TAN-U

este folosit pentru încărcarea bateriilor de stocaj cu plumb cu tensiuni de ieșire de 12,24, 40,80 V și pentru încărcarea acumulatorilor alcalini cu tensiuni de ieșire de 42,60,78 V, care pot fi conectați atât în paralel, cât și în serie. Încărcătorul permite întocmirea unor programe variate de încărcare, iar încărcarea și descărcarea rapidă după atingerea tensiunii totale a bateriilor sunt complet automatizate. Încărcătorul satisface cele mai pretențioase cerințe asupra fiabilității și siguranței în funcționare.

Producător:



ČKD PRAHA

Exportator:

pragoinvest

Întreprinderea de comerț exterior

18056 — Praga — CECOSLOVACIA

PUBLICOM

1979 JAN 4



I.P.R.S. BĂNEASA

Sr. EROU IANCU NICOLAE Nr. 32
BUCUREȘTI II — ROMÂNIA.

TELEFON 33.38.30 TELEX 11.203 ipre r
SERV. DESFĂCERE: 33.03.17

asigură cu livrare promptă, pe bază de contract sau comandă fermă componente electronice active și pasive de calitate superioară.

DIODE. TRANZISTOARE. PUNTI REDRESOARE. TIRISTOARE. CIRCUITE INTEGRATE LOGICE. CIRCUITE INTEGRATE LINIARE. CONDENSATOARE STYROFLEX. CONDENSATOARE POLIESTER. CONDENSATOARE ELECTROLITICE.



E. 2040

Victor H.



Electrotehnica Electronica Automatica

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA • BUCUREȘTI • ANUL 22 Nr. 4 • DECEMBRIE 1978

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA

Anul 22

Nr.4

decembrie 1978

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA

CUPRINS

CZ 621.31

STRĂPUNGERE
CAPACITOR MOS

Rusu, C.A., Bulucea D.C.: Tensiunea de străpungere a capacitorului MOS.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 22, nr. 4, dec 1978, p. 125

Lucrarea prezintă curbe ale dependenței tensiunii de străpungere a capacitorului MOS, în regim de golire adâncă, funcție de concentrația de impurități a substratului, având ca parametru grosimea oxidului. De asemenea, se dă un criteriu generalizat de apreciere a uniformității cimpului electric în structuri MOS. Calculele au avut în vedere un model bidimensional și au folosit metoda integralei de ionizare.

CZ 621.374.2

CIRCUITE INTEGRATE
DISTRIBUȚII STAȚIONARE DE TEMPERATURĂ

Țugulea, A., Bodea, M., Silard, A., Luca, M.: Metoda euasitridimensională pentru calculul distribuțiilor staționare de temperatură în circuite integrate.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 22, nr. 4, dec 1978, p. 130

Lucrarea cuprinde o metodă de analiză termică a unor structuri tipice de circuite de integrare CI, bazată pe un model termic realist al geometriilor multistrat.

CZ 621.382

ZGOMOT DE EXPLOZIE
TRANZISTOR BIPOLAR
MICROPLASME

Mihăilă, M., Popescu, O.: Asupra zgomotului de explozie în tranzistoarele bipolare cu siliciu.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 22, nr. 4, dec 1978, p. 132

Se evidențiază o legătură posibilă între cele două modele ale zgomotului de explozie: modelul Hsu-Whittier-Mead și modelul Leonard-Jaskolski.

CZ 621-523

MICROPROCESOR
OPTIMIZARE

Florea, S., Borangiu, Th.: Microcalculator de proces pentru conducerea regimurilor de așchiere după strategii mixte — comandă numerică și adaptivă.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 22, nr. 4, dec 1978, p. 136

În lucrare este descrisă o configurație de conducere unică NC-AC, utilizând o structură de microcalculator de proces.

CZ 621.317:621:398

MĂSURARE h_{FE}
CURENȚI MICI
TESTARE AUTOMATĂ

Gozner, Șt., Olariu, A.: Măsurarea cistigului static în eurent (h_{FE}) pentru tranzistoare, la curenți mici de colector, în sistemele automate de testare.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 22, nr. 4, dec 1978, p. 142

Se analizează aspectele legate de măsurarea curenților mici în sistemele automate de testare și se propune o metodă și o schemă adecvată.

CZ 621.396

REPREZENTARE REDUNDANTĂ CIFRĂ
CU SEMN EXTINSĂ
EVITAREA PROPAGĂRII TRANSPORTULUI

Toma, I. Corneliu: Sumator binar cu evitarea propagării transportului folosind reprezentarea binară redundantă de tipul cifră cu semn extinsă.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 22, nr. 4, dec 1978, p. 147

Se prezintă o generalizare a reprezentării binare redundante de tipul cifră cu semn cunoscută, ce stă la baza elaborării unui sumator binar cu evitarea propagării transportu-

1979 JAN 26



lui care admite la una din intrări operanzi reprezentanți în forma binară redundantă de tipul cifră cu semn, cit și în forma binară cu virgulă fixă și complement față de doi.

CZ 681.177

SORTARE AUTOMATĂ
MULTIPLEXARE
PRODUCTIVITATE

Popescu, O., Buse, M., Popescu, V.: Multiplexarea în automatele de sortare dispozitive semiconductoare.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 22, nr. 4, dec 1978, p. 152

Lucrarea discută aportul multiplexării la mărirea vitezei de testare a automatelor de sortare dispozitive semiconductoare și propune un bloc logic de multiplexare foarte versatil, analizându-i în amănunțime funcționarea.

CZ 681.31

SISTEME DE CALCUL
ECHIPAMENTE PERIFERICE
MEMORII EXTERNE

Dragoș, D., Ciureanu, P.: Criterii de selecție a perifericelor pentru calculatoare și minicalculatoare.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 22, nr. 4, dec 1978, p. 155

Sînt prezentate criterii tehnico-economice de selecție a echipamentelor periferice pentru calculatoare și minicalculatoare, precum și a memoriilor externe ieftine pentru sistemele mici de calcul.

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. doc. șt. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei R. S. România; prof. dr. ing. C. APETREI; acad. dr. doc. șt. tehn. ing. A. AVRAMESCU; ing. I. BĂTRINA; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. N. BOȚAN; dr. ing. C. BULUCEA; dr. ing. V. BUNEA; dr. ing. D. BUZNEA; prof. dr. ing. S. CĂLIN; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU; ing. V. CEOCEONICĂ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. V. CÔRLĂȚEANU; prof. dr. ing. T. DORDEA; prof. dr. ing. M. DRĂGANESCU; prof. dr. ing. S. FLOREA; prof. dr. ing. M. HÂNGĂNIUC; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. G. HORTOPAN; ing. I. ILIESCU; prof. dr. ing. D. F. LAZĂROIU; ing. V. LEFTER; dr. ing. A. MILLEA; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. C. MOCANU; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE; ing. I. PAPADACHE; prof. dr. doc. ing. C. PENESCU, membru coresp. al Academiei R. S. România; ing. A. POPA; prof. dr. ing. S. PUȘCĂȘU; acad. prof. dr. șt. tehn. ing. REMUS RĂDULEȚ; ing. M. SIRBU; dr. ing. VALERIUȘ STANCIU, redactor resp. adjunct; dr. ing. FLORIN TEODOR TÂNAȘESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică: GRETA ANDREI
Tehnoredactor: CORNELIA CRISTESCU

Revista „ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA” (E.E.A.), organ al Ministerului Industriei Construcțiilor de Mașini sub îndrumarea Institutului central de cercetări pentru electronică, electrotehnică, automatică, mașini-unelte și mecanică fină, apare în cadrul OFICIULUI DE INFORMARE DOCUMENTARĂ (O.I.D.), al Institutului de cercetări pentru industria electrotehnică, (I.C.P.E.). Articolele propuse spre publicare și cererile de abonamente se vor trimite la O.I.D., București, Calea Victoriei, nr. 133, telefon 50.40.90, int. 190, și 379, plata abonamentelor făcându-se prin mandat poștal pe adresa: I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45-47, București, cont virament nr. 3016.6.05.01 BNRSR, filiala sector 6. Costul unui abonament anual pentru unități industriale și instituții este de 100 lei, iar al unui abonament individual de 30 lei; nu se fac decît abonamente integrale. Costul unui exemplar — 5 lei. Tiparul: Întreprinderea poligrafică „INFORMAȚIA”, București, str. Brezoianu nr. 23-25. C. 634 Taxele poștale plătite în numerar pe anul 1976 conform aprobării D.G.P.Tc. nr. 137/6446/1975.

Cititorii din străinătate care doresc să se aboneze la revista E.E.A. — ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA se pot adresa Întreprinderii „ILEXIM” — departamentul export-import presă — București — Calea Griviței nr. 64-66 P.O.B.—2001.—Telex 01.12.26

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 621.314

ПРОБОЙ МОП КОНДЕНСАТОРЫ

Русу, К. А., Булуца, Д. К.: Напряжение пробоя УМОП конденсаторов.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 22, nr. 4, дек. 1978, стр. 125

Работа представляет кривые зависимости напряжения пробоя у МОП конденсаторов в режиме глубокого ослабления от концентрации примесей субстрата по параметру толщина окиси. Излагается также обобщённая критерия оценки однородности электрического поля у МОП структур. Расчёты проводились на основе бидименсиональной модели и применялся метод интеграла ионизации.

УДК 621.374.2

ИНТЕГРАЛЬНЫЕ СХЕМЫ СТАЦИОНАРНЫЕ ТЕМПЕРАТУР- НЫЕ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ

Цугулеа, А., Бодea, М., Силард, А., Лука, М.: Квазирёзразмерный метод расчёта стационарных температурных распределений у интегральных схем.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 22, nr. 4, дек. 1978, стр. 130

В работе изложен метод термического анализа определённых типичных структур интегрирующихся схем ИС основан на реальный термический модель многослойных геометрий.

УДК 621.382

ШУМ ВЗРЫВА БИПОЛЯРНЫЙ ТРАНЗИСТОР МИКРОПЛАЗМА

Михаилэ, М., Попеску, О.: О шуме взрыва у кремниевых биполярных транзисторов.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 22, nr. 4, дек. 1978, стр. 132

В работе выявлена предполагаемая связь между двумя моделями шума взрыва: модель Хсу-Уиттиер-Мид и модель Леонард-Яскольский.

УДК 621-523

МИКРОПРОЦЕССОР ОПТИМИЗАЦИЯ

Флореа, С., Боранджесу, Тж.: Микровычислительная машина для процесса управления режима резания по смешанным методам: цифровое управление и приспособленное управление.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 22, nr. 4, дек. 1978, стр. 136

В работе описана конфигурация единого управления ЦУ—ПУС применением устройства микровычислительной машины для процесса.

УДК 621.317:621.398

ИЗМЕРЕНИЕ МАЛЫЕ ТОКИ АВТОМАТИЧЕСКИЙ КОНТРОЛЬ

Гознэр, Шт., Олару, А.: Измерение на автоматических системах контроля статического усиления тока (I_{FE}) транзисторов при малых токах коллектора.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 22, nr. 4, дек. 1978, стр. 142

В работе рассматривается измерение малых токов на автоматических системах измерения и представляется измерительный метод и соответствующую схему.

УДК 621.396

РЕДУНДАНТНОЕ ИЗОБРАЖЕ- НИЕ РАСШИРЕННАЯ ЦИФРА ЗНАК ИЗБЕГАНИЕ РАСПРОСТРАНЕ- НИЯ ПЕРЕНОСА

Тома, И. Корнелиу: Двоичный сумматор с избеганием распространения переноса применением двоичного изображения редундантного изображения типа расширенная цифра—знак.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 22, nr. 4, дек. 1978, стр. 147

В работе представлено обобщение двоичного редундантного изображения типа знакомой цифры знак—основа разработки двоичного сумматора с избеганием

распространения переноса, которая допускает у одного из входов операндов как в двоичном редундантом виде, типа цифра знак, так и в двоичном виде с постоянной запятой и комплементом относительно двух.

УДК 681.177

АВТОМАТИЧЕСКАЯ СОРТИРОВ- КА УМНОЖЕНИЕ ПРОИЗВОДИТЕЛЬНОСТЬ

Попеску, О., Буизэ, М., Попеску, В.: Умножение у автоматов сортировки полупроводниковых приборов.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 22, nr. 4, дек. 1978, стр. 152

В работе рассматривается роль умножения при росте скорости измерения у автоматов сортировки полупроводниковых приборов и предлагается переменный логический блок умножения с подробным анализом его работы.

УДК 681.31

ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ ПЕРИФЕРИЙНОЕ ОБОРУДОВА- НИЕ ВНЕШНИЕ ЗАПОМИНАЮЩИЕ УСТРОЙСТВА

Драгош, Д., Чуреану, П.: Критерий выбора периферийных устройств вычислительных машин и для минивычислительных машин.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 22, nr. 4, дек. 1978, стр. 155

В работе рассматриваются технико-экономические критерии выбора периферийного оборудования для вычислительных машин и для минивычислительных машин а также для внешних запоминающих устройств недорогих машин для небольших системах вычисления.

INHALT

DK 621.314

DURCHSCHLAG DER KAPAZITOR MOS

Rusu, C. A., Bulucea, D. C.: Die Durchschlagsspannung des Kapazitors MOS.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 22, nr. 4, Dezember 1978, S. 125

Die Aufsatz enthält graphische Darstellungen der Abhängigkeit der Durchschlagsspannung des Kapazitors MOS im Zustand einer tiefen Entleerung, von der Verunreinigungskonzentration der Unterlage, als Parameter geltend die Dicke des Oxydes. Ebenfalls, wird eine generalisierte Abschätzungsweise der Gleichmässigkeit des elektrischen Feldes, in MOS — Struktur, beschrieben. Die Berechnungen haben ein bidimensionales Modell in Betracht genommen und haben die Methode der Ionisationsintegrale angewendet.

DK 621.374.2

INTEGRIERTE SCHALTUNGEN UNVERÄNDERLICHE TEMPERATUR- VERTEILUNGEN

Țugulea, A., Bodea, M., Silard, A., Luca, M.: Die quasidreidimensionale Methode für Berechnung der konstanten Temperaturverteilung in integrierten Schaltungen.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 22, nr. 4, Dezember 1978, S. 130

Der Aufsatz beschreibt die Methode einer thermischen Analyse von typischen Strukturen integrierte Schaltungen, Methode die sich auf das thermische, realistische Modell der mehrschichtigen Geometrien, basiert.

DK 621.382

EXPLOSIONSGERÄUSCH DOPPELPOLIGE TRANSISTOREN MIKROPLASMEN

Mihăilă, M., Popescu, O.: Bezüglich des Explosionsgeräusches in doppelpoligen Siliziumtransistoren.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 22, nr. 4, Dezember 1978, S. 132

Der Aufsatz hebt hervor den möglichen Zusammenhang zwischen den zwei Modellen des Explosionsgeräusches: das Modell Hsu-Whittier-Mead und das Modell Leonard-Jaskolski.

TRU COMPONENTE ELECTRONICE

STR. EROU IANCU NICOLAE 32 B COD 72996 SECTOR 2 BUCURESTI TELEFON 333040 TELEX 11203 iprs r

FOTOTRANZISTOARE cu siliciu

Detectoare de lumină cu sensibilitate mare.

APLICAȚII: circuite de reglare control și automatizare.

Tip	Sensibilitate	Tensiune maximă	Timp de răspuns	Capsulă	Observații
ROL 31	10 mA/klx	30 V	8 μ s	7	cu bază
ROL 031	12	30	8	6	
ROL 32	0,5	30	8	8	
ROL 33	8	30	4	7	

CELULE FOTOVOLTAICE cu siliciu

Generează tensiune sub acțiunea luminii.

Fotocurentul variază liniar cu iluminarea.

APLICAȚII: circuite de automatizări și măsură a luminii.

Tip	Sensibilitate	Foto-tensiune	Timp de răspuns	Suprafață	Capsulă
ROL 11	80 μ A/klx	400 mV	10 μ s	13 mm ²	9
ROL 011	100	400	10	13	10

AFIȘOARE NUMERICE CU 7 SEGMENTE

Realizate cu LED-uri cu emisie în roșu.

APLICAȚII: aparatură numerică și calculatoare.

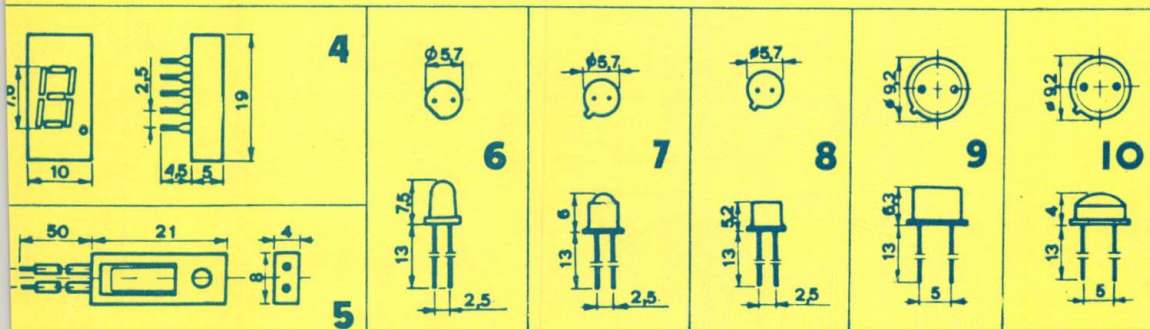
Tip	Număr de cifre	Înălțimea	Curent pe segment	Capsulă	Observații
ROL 77	1	7,6 mm	20 mA	4	cu lentile
ROL 81	9	2,8	1	3	

FOTODETECTOARE cu siliciu SENSIBILIZATE LA ALBASTRU

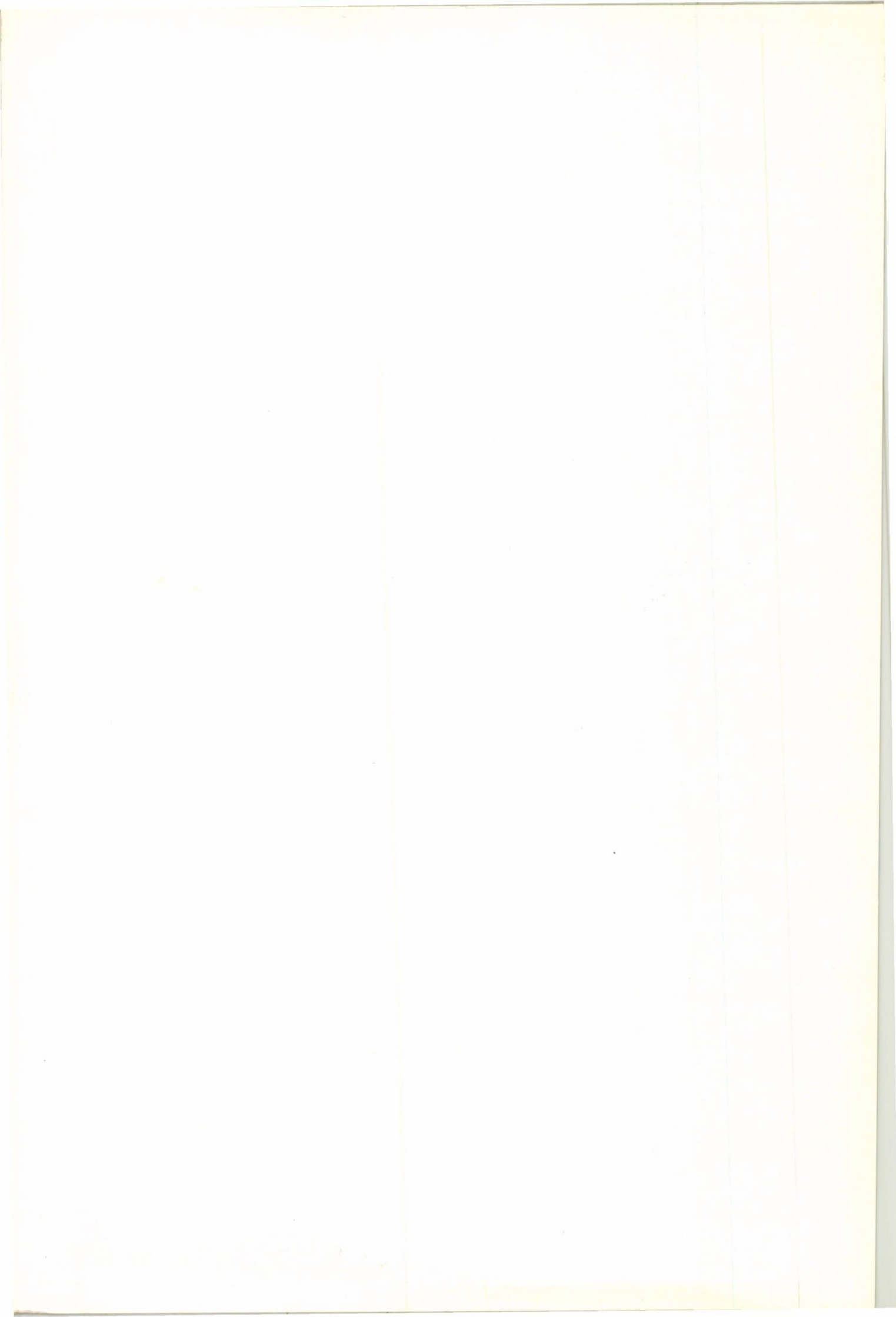
Sensibilitate mărită la albastru față de alte traductoare cu siliciu.

APLICAȚII: spectrometrie în vizibil, colorimetrie, automatizări.

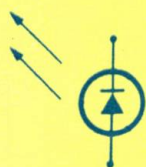
Tip	Răspuns la 466 nm	Fotocurent	Suprafață	Capsulă
ROL 16	0,2 A/W	80 μ A/klx	16 mm ²	5



componente optoelectronice



INSTITUTUL DE CERCETARI PENTRU

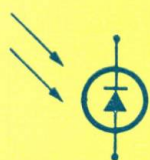


DIODE ELECTROLUMINISCENTE (LED) cu GaAsP

Fiabile, rezistente la vibrații, timp de răspuns mic.

APLICAȚII: indicatoare de panou, surse de lumină modulată.

Tip	Intensitate luminoasă	Curent nominal	Culoare	Timp de răspuns	Capsulă
ROL 02	0,6 mcd	20 mA	roșu	15 ns	6
ROL 05	0,8	20	orange	15	6
ROL 07	0,8	20	galben	15	6

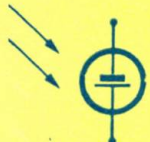


FOTODIODE cu siliciu

Timp de răspuns mic.

APLICAȚII: circuite de comandă, control și automatizări.

Tip	Sensibilitate	Tensiune inversă	Curent de întuneric	Timp de răspuns	Capsulă
ROL 21	30 μ A/klx	75 V	20 nA	1 μ s	7
ROL 021	30	50	20	1	6
ROL 22	7	70	20	1	8



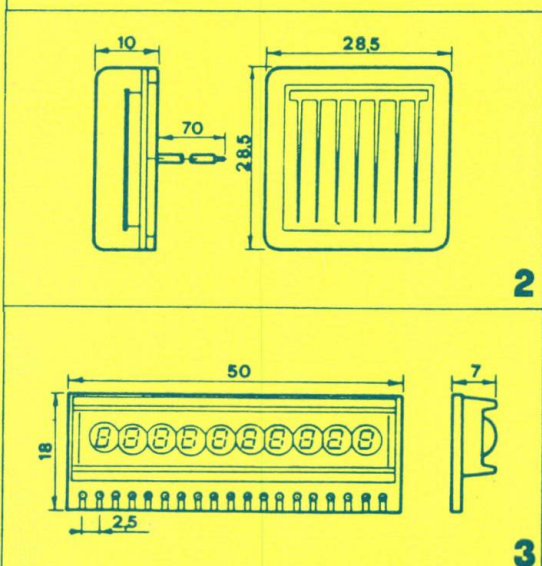
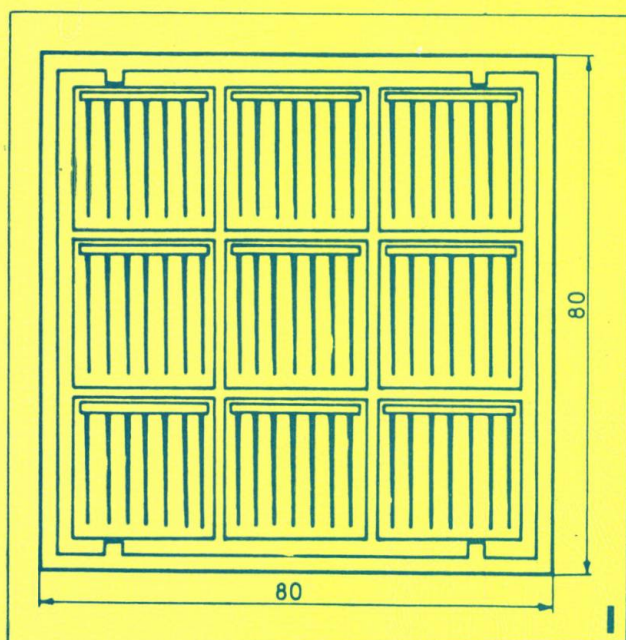
CELULE SOLARE cu siliciu

Convertesc energia luminii în energie electrică.

APLICAȚII: sursă de energie; traductor cu arie mare.

Tip	Suprafață	Fotocurent la 80 mW/cm ²	Foto-tensiune	Randament	Capsulă
ROL 41	3,6 cm ²	90 mA	0,5 V	12 %	2
ROL 45	9 x 3,6	90	4,5	12 %	1

1978-1979



Florea, S., Borangiu, Th. : Mikroprozessrechner zwecks Leitung der Zerspannungsverfahren laut gemischten Methoden: die rechnerische und die adaptive Steuerung.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 22, nr. 4, Dezember 1978, S. 136

Im Aufsatz ist die Gestaltung der einheitlichen NC—AC Leitung, eine Mikroprozessrechnerstruktur anwendend, beschrieben.

DK 621.317 : 621.398

h_{FE} — MESSUNG
KLEINE STRÖME
AUTOMATE PRÜFUNG

Gozner, St., Olariu, A. : Die Messung des statistischen Gewinnes (h_{FE}) von Transistorströmen, bei kleinen Kollektorströmen, in automatischen Prüfungssystemen.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 22, nr. 4, Dezember 1978, S. 142

Es werden Beispiele von der Messung von kleinen Strömen in automatischen Prüfungssystemen, angeführt und es wird eine Methode und eine entsprechende Schema vorgeschlagen.

DK 621.396

REDUNDAOTE DARSTELLUNG
ERWEITERTE ZIFFER MIT ZEICHEN
VERMEIDUNG DER BEFORDERUNG DES
TRANSPORTES

Toma, I. Corneliu : Binäres Summierwerk mit Vermeidung der Beförderung des Transportes, anwenden die binäre redundante Darstellung, Type erweiterte Ziffer mit Zeichen.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 22, nr. 4, Dezember 1978, S. 147

Es wird eine Verallgemeinerung der binären redundanten Darstellung, Type bekannte Ziffer mit Zeichen, welches auf der Basis der Herstellung des binären, Summierwerkes mit Vermeidung den Beförderung des Transportes steht, welcher bei einem Eingang Operatoren in redundanter Form mit fixem Komma und Komplement gegenüber zwei, zulässt, beschrieben.

DK 681.177

AUTOMATE SORTIERUNG
MULTIPLIZIERUNG
LEISTUNGSFAHIGKEIT

Popescu, O., Bușe, M., Popescu, V. : Multiplizierung in Sortierungs-automate von halbleitenden Vorrichtungen.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 22, nr. 4, Dezember 1978, S. 152

Der Aufsatz behandelt den Beitrag der Multiplizierung zur Steigerung der Prüfungsgeschwindigkeit von halbleitenden Vorrichtungen und schlägt einen logischen Block, mit vielseitiger Anwendung für Multiplizierung, mit ausführlicher Betriebsanalyse, vor.

DK 681.31

RECHENSYSTEME
PERIPHERISCHE AUSRÜSTUNGEN
ÄUSSERE SPEICHER

Dragoș, D., Ciureanu, P. : Kriterien für Auswahl der peripherischen Ausrüstungen für Rechner und Minirechner.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 22, nr. 4, Dezember 1978, S. 155

Es werden technisch-wirtschaftliche Kriterien für Auswahl der peripherischen Ausrüstungen für Rechner und Minirechner, wie auch für billigen äusseren Speicher für kleine Rechensysteme, beschrieben.

CONTENTS

DC 621.31

BREAKDOWN
MOS CAPACITOR

Rusu, C. A., Bulucea, D. C. : MOS capacitor breakdown voltage.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 22, nr. 4, dec. 1978, p. 125

Plots of the deep-depletion breakdown voltage of MOS capacitors are given versus substrate impurity concentration, with oxide thickness as a parameter. A general criterion estimating the electric field uniformity within MOS structures is also presented. The calculations were made on the basis of a bidimensional model using the ionizing-integral method.

DC 621.374.2.

INTEGRATED CIRCUITS
STATIONARY TEMPERATURE
DISTRIBUTIONS

Țugulea, A., Bodea, M., Silard, A., Luca, M. : The quasi-three-dimensional method for the calculus of the stationary temperature distributions within the I.C.'s.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 22, nr. 4, dec. 1978, p. 130

This paper comprises a method of thermal analysis of several typical IC structures on the basis of a real thermal model of the multi-layer geometries.

DC 621.382

EXPLOSION NOISE
BIPOLAR TRANSISTOR
MICROPLASMAS

Mihăilă, M., Popescu, O. : Explosion noise in silicon bipolar transistor.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 22, nr. 4, dec. 1978, p. 132

This paper is pointing out a possible relation between the two models of the explosion noise : Hsu-Whittier-Mead model and Leonard-Jaskolski model.

DC 621.523

MICROPROCESSOR
OPTIMIZATION

Florea, S., Borangiu, Th. : Process microcalculator for controlling the chipping operations that involve a mixed strategy—digital and adaptive control.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 22, nr. 4, dec. 1978, p. 136

This paper describes a NC—AC single-control mode which uses a process microcalculator structure.

DC 621.317 : 621.398

MEASUREMENT h_{FE}
LOW CURRENT
AUTOMATIC TEST

Gozner, St., Olariu, A. : Measurement of the d.c. current gain (h_{FE}) for the transistors, at low collector currents, within automatic test systems.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 22, nr. 4, dec. 1978, p. 142

The problems connected to the measurement of the low currents within the automatic test systems are analysed, and a proper method and diagram are proposed.

DC 621.396

REDUNDANT REPRESENTATION
EXTENDED SIGN DIGIT
CARRY PROPAGATION AVOIDANCE

Toma I. Corneliu : Binary full adder with the avoidance of the carry propagation using the redundant binary representation of the extended-sign digit type.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 22, nr. 4, dec. 1978, p. 147

This paper offers a general conclusion on the redundant binary representation of the known-sign digit type, which is the basis of the working out of a binary full adder with the avoidance of the carry propagation that allows gates at one of the inputs, these gates being represented both in redundant binary form of the sign digit type and in the binary form with fixed comma and complement-to-two.

DC 681.177

AUTOMATIC SORTING
MULTIPLEXING
PRODUCTIVITY

Popescu, O., Bușe, M., Popescu, V. : The multiplexing within the automatic sorting equipment for the semiconductor devices.
E.E.A. — *Automatica și electronica* 22, nr. 4, dec. 1978, p. 152

This paper analyses the advantages of the multiplexing as to the testing rate of the automatic sorting equipment for the semiconductor devices and proposes a very versatile multiplexing logic unit analysing its operation in detail.

DC 681.31

COMPUTING SYSTEMS
PERIPHERAL EQUIPMENTS
EXTERNAL MEMORIES

Dragoș, D., Ciureanu, P. : Selection criteria of the peripherals for computers and minicalculators.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 22, nr. 4, dec. 1978, p. 155

Selection technical-economic criteria of the peripheral equipments for computers and minicalculators are presented, and for cheap external memories for small computing systems as well.

SOMMAIRE

CD 621.314

RUPTURE
CONDENSATEUR MOS

Rusu, C. A., Bulucea, D. C. : La tension de rupture du condensateur MOS.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 22, nr. 4, dec. 1978, p. 125

L'ouvrage comprend les courbes de la dépendance de la tension de rupture du condensateur MOS, en régime d'évacuation profonde, en fonction de la concentration des impuretés du substrat, ayant comme paramètre l'épaisseur de l'oxyde. On donne, aussi, un critère généralisé d'estimation pour les uniformités du champ électrique dans les structures MOS. Les calculs ont tenu compte d'un modèle bidimensionnel et ont employé la méthode de l'intégrale d'ionisation.

CD 621.374.2

CIRCUITS INTÉGRÉS
DISTRIBUTIONS STATIONNAIRES
DE TEMPÉRATURE

Țugulea, A., Bodea, M., Silard, A., Luca, M. : La méthode quasi-tridimensionnelle pour le calcul des distributions stationnaires de température en circuits intégrés.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 22, nr. 4, dec. 1978, p. 130

L'ouvrage présente une méthode d'analyse thermique des structures typiques des circuits d'intégration CI, fondée sur un modèle thermique réaliste des géométries multicouche.

CD 621.382

BRUIT D'EXPLOSION
TRANSISTOR BIPOLAIRE
MICROPLASMAS

Mihăilă, M., Popescu, O. : Sur le bruit d'explosion dans les transistors bipolaires à silicium.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 22, nr. 4, dec. 1978, p. 132

L'ouvrage relève une liaison possible entre les deux modèles du bruit d'explosion : le modèle Hsu-Whittier-Mead et le modèle Leonard-Jaskolski.

CD 621-523

MICROPROCESSEUR
OPTIMISATION

Florea, S., Borangiu, Th. : Un microcalculateur de processus pour la commande des régimes de coupeure d'après des stratégies mixtes - commande numérique et adaptative.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 22, nr. 4, dec. 1978, p. 136

On décrit dans l'ouvrage une structure de commande unique NC-AC, par, l'emploi d'une structure de microcalculateur de processus.

CD 621.317 : 621.398

MESURE h_{FE}
COURANTS FAIBLES
ESSAI AUTOMATISÉ

Gozner, St., Olariu, A. : La mesure du gain statique en courant (h_{FE}) pour transistors, aux courants faibles de collecteur, dans les systèmes automatisés, d'essai.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 22, nr. 4, dec. 1978, p. 142

On analyse les aspects concernant la mesure des courants faibles dans les systèmes automatisés d'essai et on propose une méthode et un schéma adéquat.

CD 621.396

REPRÉSENTATION REDONDANTE,
DÉVELOPPÉE, DE TYPE CHIFFRE A SIGNE
ÉVITEMENT DE LA PROPAGATION DU
TRANSPORT

Toma, I. Corneliu : Compteur binaire qui évite la propagation du transport, employant la représentation binaire redondante développée de type chiffre à signe.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 22, nr. 4, dec. 1978, p. 147

On présente une généralisation de la représentation binaire redondante de type chiffre, qui constitue le fondement de l'élaboration d'un compteur binaire, en évitant la propagation du transport, qui admet à l'une d'entrées des opérandes représentatifs ayant la forme binaire redondante de type chiffre à signe, ainsi que la forme binaire à virgule fixe et complément par rapport à deux.

CD 681.177

TRIAGE AUTOMATIQUE
MULTIPLEXAGE
PRODUCTIVITÉ

Popescu, O., Bușe, M., Popescu, V. : Le multiplexage dans les dispositifs automatiques de triage pour les dispositifs semi-conducteurs.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 22, nr. 4, dec. 1978, p. 152

L'ouvrage discute l'apport du multiplexage de la grandeur de la vitesse d'essai des dispositifs automatiques de triage des dispositifs semi-conducteurs et propose un bloc logique de multiplexage très versatile, en analysant minutieusement son fonctionnement.

CD 689.31

SYSTEMES DE CALCUL
EQUIPEMENTS PÉRIPHÉRIQUES
MÉMOIRES EXTERNES

Dragoș, D., Ciureanu, P. : Les critères de sélection des périphériques pour les calculateurs et les minicalculateurs.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 22, nr. 4, dec. 1978, p. 155

On présente les critères techniques et économiques de sélection des équipements périphériques pour les calculateurs et minicalculateurs, ainsi que les critères techniques et économiques de sélection pour les mémoires externes bon marché, destinées aux systèmes de calcul petits.

Tensiunea de străpungere a capacitorului MOS

ADRIAN C. RUSU, CONSTANTIN D. BULUCEA* — București

Introducere

Tensiunea de străpungere a capacitoarelor MOS (metal-bioxid de siliciu-siliciu), figura 1 a, a fost raportată, pentru prima dată, de Goetzberger și Nicollian [1, 2] care au experimentat condițiile de dopaj la care se obține o avalanșă uniformă pentru grosimi ale oxidului în jur de $0,1 \mu\text{m}$. Cunoașterea mai generală și mai precisă a tensiunii de străpungere a capacitoarelor MOS este necesară în aplicații bazate pe regimul tranzitoriu de golire adică al acestor dispozitive: dispozitive cuplate prin sarcină

de polarizare și pentru anumite geometrii, fenomenul de străpungere a diodelor planare cu extinderea metalizării peste oxid (fig. 1 b) se localizează la marginea electrodului metalic (în siliciu) [18]; aceasta arată că tensiunea de străpungere a unei largi varietăți de diode planare și tranzistoare poate fi impusă prin proiectarea capacitorului MOS constituent.

Această lucrare se ocupă de determinarea asistată de calculator a tensiunii de străpungere a capacitorului MOS în regim de golire adică, pentru diverse grosimi ale oxidului și concentrații ale substratului, obținându-se în final curbe folosite pentru proiectare. În calcule s-a evitat folosirea conceptului de cîmp critic [19] din lipsa unor date de referință specifice geometriei luate în discuție; de aceea metoda de calcul s-a bazat pe integrala de ionizare în aproximația cea mai simplă.

1. Modelul matematic

Geometria dispozitivului

Modelul bidimensional al capacitorului MOS folosit în calcule este prezentat în figura 2. Geometria orizontală este rectangulară sau circulară, cu o grosime, respectiv diametru, suficient de mare pentru a asigura un aspect plan al regiunii de sarcină spațială în regiunea centrală a dispozitivului. Variațiile calitative ale cîmpului electric de-a lungul interfeței (jos) și de-a lungul regiunii de sarcină spațială (stînga) sînt, de asemenea, prezentate în figura 2. Calculele de cîmp electric au arătat că punctul M, unde se situează maximum cîmpului în siliciu, poate fi situat oriunde între punctul I (centrul interfeței) și punctul B' (proiecția marginii electrodului metalic pe interfața oxid-siliciu), în funcție de tensiunea de poartă și parametri fizici ai dispozitivului.

Linia ABCDEFGHI definește conturul de integrare pentru calculul bidimensional al potențialului; în interiorul acestuia, linia IJNH

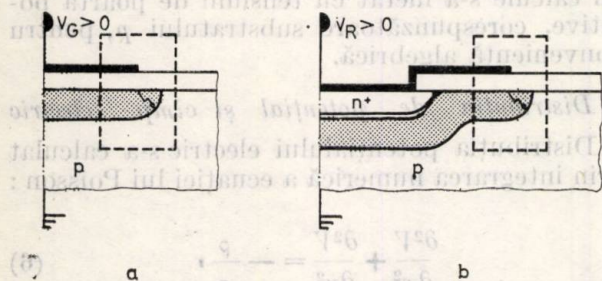


Fig. 1. Capacitorul MOS și structuri înrudite: a — capacitorul MOS; b — dioda planară cu extinderea metalizării peste oxid. Săgețile indică simbolice străpungerea prin avalanșă în siliciu.

[3] (în particular, dispozitive cu canal îngropat [4]), linii de transmisie MOS [5, 6], dispozitive de imagine cu injecție de sarcină [7], măsurători ale timpului de viață pentru purtătorii de sarcină minoritari [8—11], ale dependenței capacități-tensiune [12] și ale profilului de impurități [13—16]. Regimul de golire adică apare și în condiții staționare pentru capacitoarele MOS care se învecinează cu joncțiuni p-n polarizate invers [19]. În condiții specifice

*Dr. ing. Rusu, A. este șef de lucrări la I. P. — București, iar dr. ing. Bulucea, D. C. — cercetător științific la Institutul de cercetări pt. componente electronice-București.

delimitează regiunea de sarcină spațială, iar linia *HNJC* reprezintă echipotențiala de zero volți.

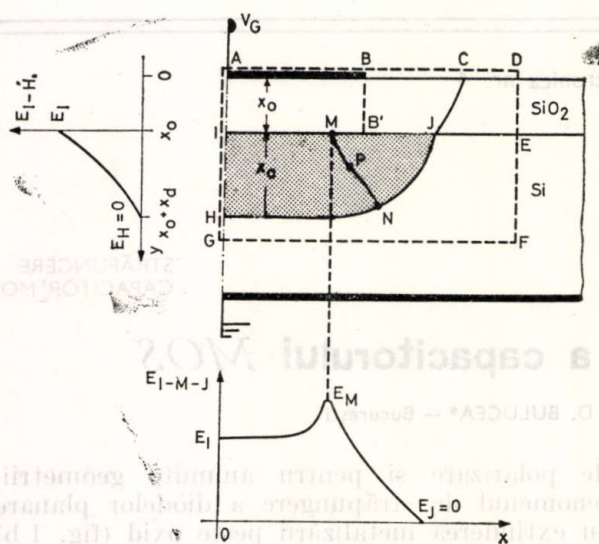


Fig. 2. Modelul bidimensional al capacitorului MOS folosit în calcule, cu variația calitativă a cîmpului electric de-a lungul interfeței (jos) și în regiunea de sarcină spațială centrală (stînga).

Corecția cu tensiunea de benzi netede

Întreaga tratare matematică folosește o tensiune de benzi netede nulă sau, cu alte cuvinte, se lucrează cu tensiuni de poartă și de străpungere ideale, definite de relațiile :

$$V' = V_G - V_{FB}; V'_B = V_B - V_{FB}, \quad (1)$$

unde V_{FB} este tensiunea de benzi netede, iar V_G și V_B sînt tensiunile reale măsurabile, de poartă, respectiv de străpungere.

Definirea tensiunii de străpungere

Tensiunea de străpungere V'_B este definită pentru o grosime a oxidului x_0 și o concentrație a substratului C_B ca fiind tensiunea de poartă V' care face unitară valoarea integralei de ionizare de-a lungul liniei de cîmp *MN*, adică

$$\int_{V'_C}^N \alpha_{eff}(E) dl \Big|_{V'_C = V'_B} = 1, \quad (2)$$

unde $\alpha_{eff}(E)$ este coeficientul de ionizare efectiv [20] dat de relația :

$$\alpha_{eff}(E) = \frac{K-1}{K \ln K} \alpha_n(E), \quad (3)$$

cu :

$$K = \frac{\alpha_p(E_M)}{\alpha_n(E_M)}. \quad (4)$$

Coeficienții de ionizare α_p și α_n din relațiile (3) și (4) depind exponențial de cîmpul electric E și sînt dați de expresiile [21] :

$$\alpha_n = 3,80 \times 10^6 \exp\left(\frac{-1,75 \times 10^6}{E}\right) \text{ cm}^{-1}, \quad (5)$$

$$\alpha_p = 2,25 \times 10^7 \exp\left(\frac{-3,20 \times 10^6}{E}\right) \text{ cm}^{-1}.$$

În această abordare a problemei sînt făcute două presupuneri de bază și anume (i) valoarea maximă a integralei de ionizare se consideră a avea loc de-a lungul liniei de cîmp *MN* care pleacă din punctul *M* de cîmp maxim și (ii) raportul α_p/α_n este considerat constant și egal cu valoarea sa de la cîmpul maxim E_M . Amîndouă presupunerile sînt justificate de natura intrinsecă a coeficienților de ionizare în siliciu, ca parametri puternic dependenți de intensitatea cîmpului electric, ceea ce face ca regiunea implicată în ionizare puternică să fie foarte localizată în jurul locației *M* a cîmpului electric maxim; cu alte cuvinte, străpungerea prin avalanșă a dispozitivului este controlată prin cîmp critic [18)].

Conceptul de coeficient de ionizare efectiv folosit în calcule determină ca tensiunile de străpungere a capacitoarelor MOS cu substrat *p* sau *n* să fie egale [20], ceea ce explică de ce în figura 2 nu s-a specificat un anumit tip de dopaj. În calcule s-a lucrat cu tensiuni de poartă pozitive, corespunzătoare substratului *p*, pentru conveniență algebrică.

Distribuția de potențial și cîmp electric

Distribuția potențialului electric s-a calculat prin integrarea numerică a ecuației lui Poisson :

$$\frac{\partial^2 V}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 V}{\partial y^2} = -\frac{\rho}{\epsilon}, \quad (6)$$

pe domeniul din interiorul conturului *ABCDEFGH*. În relația (6), cu ϵ s-a notat constanta dielectrică a materialului (siliciu sau bioxid de siliciu) și cu ρ rezistivitatea materialului,

$$\rho = 0 \text{ (în oxid)}; \quad \rho = -q C_B \text{ (în siliciu)}, \quad (7)$$

unde q este sarcina electronului.

Relația (7) (în siliciu) implică golirea completă de purtători a regiunii de sarcină spațială (aproximația de golire). Regiunea de sarcină spațială indusă de cîmp are în timpul calculelor o frontieră (linia *HNJC*) autoajustabilă, prin forțarea de către program a potențialului electric spre valoarea nulă, după secțiunea unde acesta schimbă de semn [19].

Ecuția lui Poisson (6) este rezolvată numeric prin metoda suprarelaxării [22]. Condițiile impuse pentru contur sînt:

$$V = V' - \text{linia } AB; \quad (8)$$

$$\frac{\partial V}{\partial y} = 0 - \text{linia } BD; \quad (9)$$

$$V = 0 - \text{linia } DFGH; \quad (10)$$

$$V = V_s \left(1 - \frac{y - x_0}{x_d} \right)^2 - \text{linia } HI; \quad (11)$$

$$V = V'_G - \frac{y}{x_0} (V'_C - V_s) - \text{linia } IA. \quad (12)$$

Potențialul V_s din relațiile (11) și (12) reprezintă potențialul la suprafață în regiunea centrală (plană) a dispozitivului,

$$V_s = \frac{q C_B x_d^2}{K_s \epsilon_0}, \quad (13)$$

unde x_d este adîncimea regiunii de sarcină spațială în aceeași zonă,

$$x_d = -\frac{K_s}{K_0} x_0 + \sqrt{\left(\frac{K_s}{K_0} \right)^2 x_0^2 + \frac{2K_s \epsilon_0}{q C_B} V'_C}, \quad (14)$$

cu K_s și K_0 s-au notat permitivitățile relative ale siliciului, respectiv ale bioxidului de siliciu și ϵ_0 — permitivitatea vidului.

Procedura suprarelaxării se aplică pe domeniul mărginit de conturul $ABCDEFGHI$ și are ca rezultat o matrice a potențialelor V_P în fiecare nod a rețelei P .

Intensitatea cîmpului electric în fiecare nod P , E_P , este calculată cu:

$$E_P = \frac{1}{2h} \sqrt{(\Delta_x V)_P^2 + (\Delta_y V)_P^2}, \quad (15)$$

unde diferențele de potențial $(\Delta_x V)_P$ și $(\Delta_y V)_P$ sînt calculate prin scăderea potențialelor punctelor vecine (adică, sus-jos și stînga-dreapta) și h este latura celei pătrate a rețelei.

Integrala de ionizare și tensiunea de străpungere

Linia de cîmp electric MN a cărei integrală de ionizare este maximă (fig. 2) este definită geometric ca pornind din nodul de cîmp electric maxim M și urmînd direcția vectorului cîmp electric.

Integrala de ionizare dată de relația (2) este calculată numeric prin metoda trapezului, folosind coeficienții de ionizare, dependenți de cîmpul electric, calculați la fiecare intersecție a liniei MN cu liniile orizontale ale rețelei. În calcule sînt introduse valori crescătoare ale lui V'_G pînă cînd valoarea calculată a integralei de ionizare se află într-o vecinătate dată a

unității, atunci obținîndu-se tensiunea de străpungere V'_B , corespunzătoare grosimii de oxid x_0 și concentrației de impurități în substrat C_B considerate.

2. Rezultate și discuții

Calcululele au fost efectuate cu un calculator Varian V-73 cu o memorie de 32 kilocuvinte $\times 16$ biți, programul avînd următorii parametri:

- numărul de noduri în calculele de supra-relaxare = 3 600, cu 10 linii în oxid și 40–50 linii în siliciu (distanța dintre linii depinde de grosimea oxidului și de doparea substratului);
- precizia potențialului electric în fiecare nod = $\pm 5 \times 10^{-4} V'_G$;
- precizia în egalarea integralei de ionizare cu unitatea = $\pm 10^{-3}$;
- precizia totală de calcul a tensiunii de străpungere = $\pm 0,01 V'_B$.

Timpul mediu de calcul pentru o pereche de valori date, x_0 și C_B , a fost de 90 minute.

Rezultatele calculelor sînt date în figura 3 ca dependență a tensiunii de străpungere V'_B funcție de concentrația de impurități din substrat C_B , avînd ca parametru grosimea oxidului x_0 . Domeniul de variație a mărimilor C_B și x_0 cuprinde valorile cele mai folosite, adică $C_B = 10^{14} \dots 10^{18} \text{ cm}^{-3}$ și $x_0 = 0,01 \dots 5,00 \text{ } \mu\text{m}$.

Curbele din figura 3 au relevat următoarele aspecte interesante.

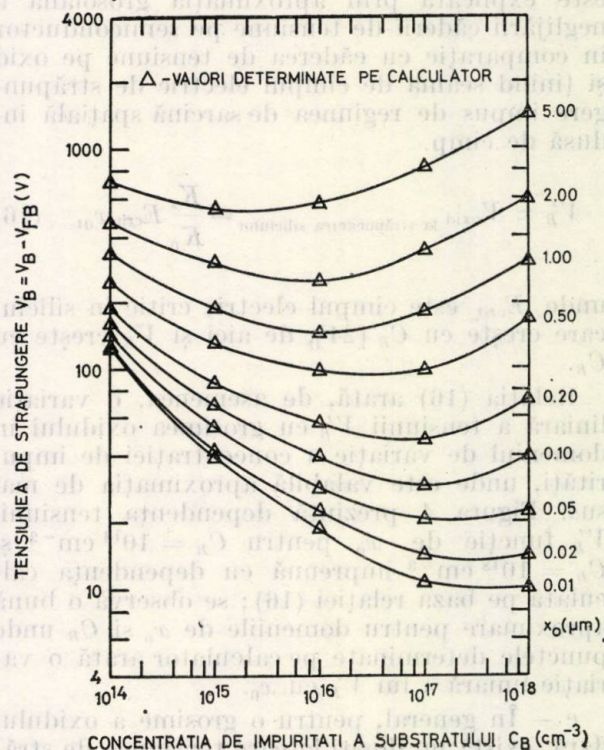


Fig. 3. Tensiunea de străpungere în regim de golire adîncă, determinată de calculator, funcție de concentrația de impurități a substratului, cu parametru grosimea oxidului.

a — La grosimi de oxid mici și dopaje joase ($x_0 \leq 0,1 \mu\text{m}$ și $C_B \leq 10^{17} \text{cm}^{-3}$) tensiunea de străpungere crește cu scăderea concentrației de impurități din substrat, iar străpungerea se localizează la marginea electrodului metalic (B' , fig. 2). Acest lucru este ușor explicabil prin contribuția neglijabilă a căderii de tensiune pe oxid în cadrul tensiunii de străpungere totală a capacitorului fiind egală cu tensiunea de străpungere a regiunii de sarcină spațială indusă de cîmp urmează legea binecunoscută a joncțiunilor semiconductoare, adică, crește cu scăderea dopajului. Tensiunea de străpungere a regiunii de sarcină spațială indusă de cîmp este, totodată, mult mai mică decît aceea a unei joncțiuni plane datorită intensificării cîmpului electric la marginea electrodului metalic; dependența ei de dopaj seamănă cu aceea a unei joncțiuni cilindrice [23] a cărei adîncime se modifică cu polarizarea.

b — Pentru grosimi de oxid mari și dopaje înalte ($x_0 \geq 1 \mu\text{m}$, $C_B \geq 10^{16} \text{cm}^{-3}$) tensiunea de străpungere crește cu creșterea concentrației de impurități în substrat și străpungerea se localizează în regiunea centrală (plană) a dispozitivului. Străpungerea uniformă care apare aici a fost explicată calitativ de Goetzberger și Nicollian [2] prin gruparea liniilor de cîmp în oxid, model verificat de calculele cîmpului electric. Creșterea aparent paradoxală a tensiunii de străpungere cu creșterea dopajului este explicată prin aproximația grosolană a neglijării căderii de tensiune pe semiconductor în comparație cu căderea de tensiune pe oxid și ținînd seama de cîmpul electric de străpungere impus de regiunea de sarcină spațială indusă de cîmp.

$$V'_B \approx V_{\text{oxid la străpungerea siliciului}} = \frac{K_s}{K_0} E_{\text{crit}} x_0, \quad (16)$$

unde E_{crit} este cîmpul electric critic în siliciu, care crește cu C_B [24], de aici și V'_B crește cu C_B .

Relația (16) arată, de asemenea, o variație liniară a tensiunii V'_B cu grosimea oxidului în domeniul de variație a concentrației de impurități, unde este valabilă aproximația de mai sus. Figura 4 prezintă dependența tensiunii V'_B funcție de x_0 pentru $C_B = 10^{16} \text{cm}^{-3}$ și $C_B = 10^{18} \text{cm}^{-3}$ împreună cu dependența calculată pe baza relației (16); se observă o bună aproximare pentru domeniile de x_0 și C_B unde punctele determinate pe calculator arată o variație liniară a lui V'_B cu x_0 .

c — În general, pentru o grosime a oxidului dată, există un dopaj la care tensiunea de străpungere este minimă (fig. 3). Determinările pe calculator au arătat faptul că străpungerea comută de la marginea electrodului metalic

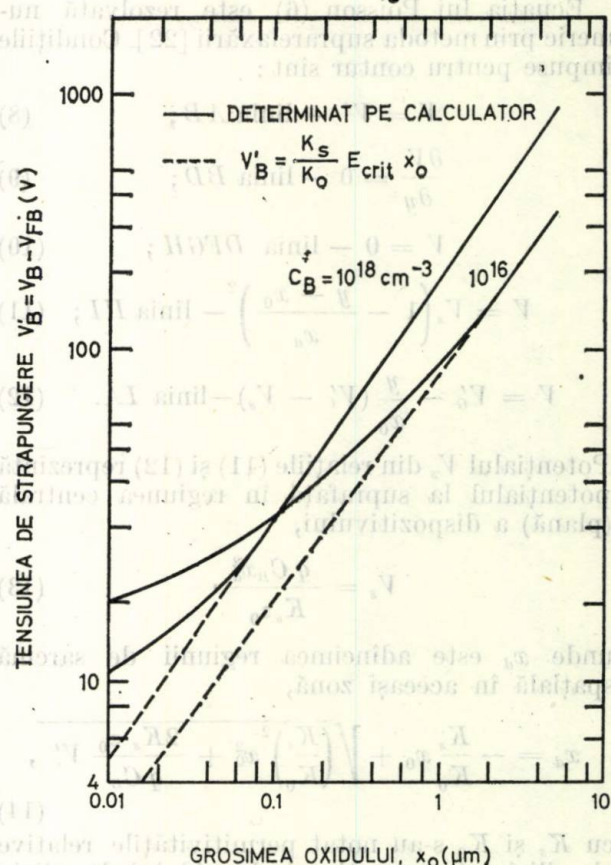


Fig. 4. Tensiunea de străpungere în regim de golire adîncă, funcție de grosimea oxidului, pentru două valori ale concentrației de impurități a substratului — valori determinate de calculator (linii pline) și approximate cu relația (16) (linii întrerupte).

(B' , fig. 2) către regiunea centrală plană a dispozitivului, la valorile lui x_0 și C_B corespunzătoare minimului din figura 3.

d — Curbele din figura 3, corelate cu interpretarea sus-menționată a minimului tensiunii V'_B sugerează posibilitatea extragerii unui criteriu general pentru uniformitatea cîmpului în capacitorele MOS, care să cuprindă atât concentrația de impurități cît și grosimea oxidului. Acest criteriu este oferit, într-o formă normalizată și universală, de raportul $x_0/x_{d\text{max}}(\text{plan})$ dintre grosimea oxidului și lățimea regiunii de golire maximă (la străpungere) în condiții de geometrie plană, $x_{d\text{max}}(\text{plan})$ [24]: toate minimele tensiunii V'_B din figura 3 corespund la $x_0/x_{d\text{max}}(\text{plan}) \approx 0,3$. Pe baza acestei informații asupra grosimii oxidului și concentrației de impurități, condensate într-un parametru unic normalizat, este posibil să se determine o curbă universală asupra uniformității cîmpului electric. În figura 5 toate datele calculate sînt puse sub forma $E_{\text{max}}/E_{\text{max}}(\text{plan})$ funcție de $x_0/x_{d\text{max}}(\text{plan})$, unde E_{max} este cîmpul maxim la străpungere, în regiunea de sarcină spațială a capacitorului MOS, iar $E_{\text{max}}(\text{plan})$ este cîmpul maxim la străpungere a

unei joncțiuni plane, având aceeași concentrație de impurități. Concordanța datelor asupra uniformității cîmpului este excelentă, ceea ce confirmă validitatea alegerii mărimii $x_0/x_{dmax(plan)}$ ca parametru normalizat și universal pentru caracterizarea uniformității cîmpului electric.

e — Criteriul experimental al lui Goetzberger și Nicollian [2] asupra uniformității cîmpului electric la $x_0 = 0,1 \mu m$, adică $C_B > 5 \times 10^{16} cm^{-3}$ ($x_0/x_{dmax(plan)} \geq 0,15$) este consistent cu determinările noastre pe calculator, care indică o condiție ceva mai restrictivă și anume $C_B \geq 1,2 \times 10^{17} cm^{-3}$ ($x_0/x_{dmax(plan)} \geq 0,30$).

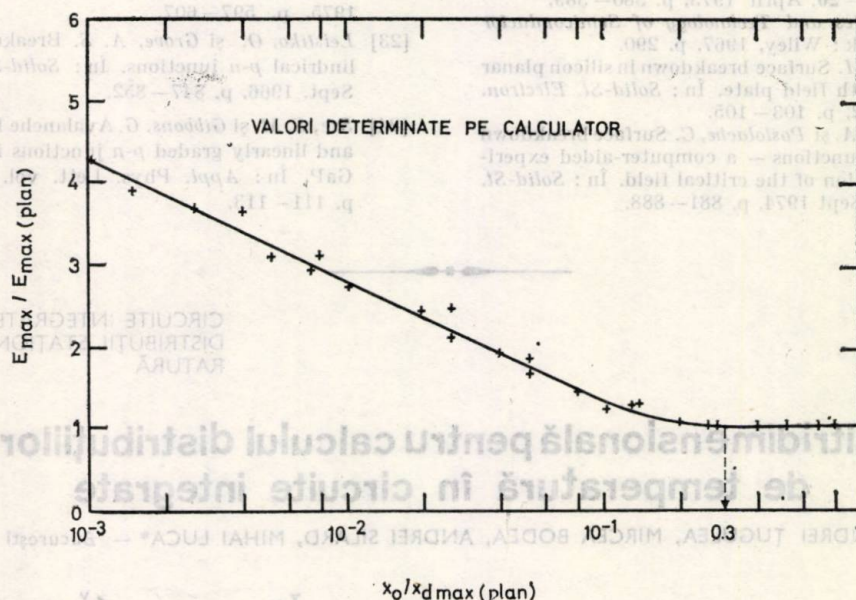


Fig. 5. Caracterizarea în formă normalizată a uniformității cîmpului electric în capacitoeare MOS în regim de golire adîncă.

3. Concluzii

Lucrarea determină tensiunea de străpungere a capacitoearelor MOS în regim de golire adîncă prin calculul integralei de ionizare, pe baza unui model matematic bidimensional, în care distribuția de potențial a rezultat prin tehnici de relaxare. Rezultatele se concretizează prin curbe ale dependenței tensiunii de străpungere în regimul de golire adîncă funcție de concentrația de impurități a substratului C_B , avînd ca parametru grosimea oxidului x_0 . Domeniul de variație pentru C_B este cuprins între 10^{14} și $10^{18} cm^{-3}$, iar pentru x_0 între 0,01 și 5,00 μm . Uniformitatea cîmpului electric se obține, la orice concentrație de impurități, în condiția $x_0/x_{dmax(plan)} \geq 0,3$, unde $x_{dmax(plan)}$ este lățimea maximă (la străpungere) a regiunii de sarcină spațială în condiții de geometrie plană.

BIBLIOGRAFIE

- [1] Goetzberger, A. și Nicollian, E. H. Transient voltage breakdown due to the avalanche in MIS capacitors. In: *Appl. Phys. Lett.* vol. 9, p. 444–446, Dec 1966.
- [2] Goetzberger, A. și Nicollian, E. H. MOS avalanche and tunneling effects in silicon surfaces. In: *J. Appl. Phys.* vol. 38, p. 4582–4588, Dec 1967.
- [3] Sequin, C. H. și Tompsett, M. F. *Charge Transfer Devices*, New York, Academic Press, 1975.

- [4] Walden, R. H., Krambeck, R. H., Strain, R. J., McKenna J., Schryer, N. L. și Smith, G. E. The buried-channel charge-coupled device. In: *Bell Syst. Tech. J.* vol. 51, p. 1635–1640, Sept 1972.
- [5] Hoffmann, K. Surface charge transport with an MOS transmission line. In: *Solid-St. Electron.* vol. 20, p. 177–181, March 1977.
- [6] Bârsan, R. M. Free charge propagation in a resistive-gate MOS transmission line. In: *IEEE Trans. Electron Dev.* vol. ED-25, în curs de publicare, 1978.
- [7] Michon, G. J. și Burke, H. K. Charge injection imaging, In: *Int. Solid-St. Circuits Conf., Dig. Tech. Papers* p. 138–139, Feb 1973.
- [8] Heiman, F. P. On the determination of minority carrier lifetime from the transient response of an MOS capacitors. *IEEE Trans. Electron Dev.* vol. ED-14 p. 781–784, Nov 1967.
- [9] Prince, J. L., Wortman, J. J. și Hauser, J. R. On the deeply-depleted MOS capacitor. In: *Proc. IEEE* vol. 58, p. 842–844, May 1970.
- [10] Schroder D. K. și Guldberg, J. Interpretation of surface and bulk effects using the pulsed MIS capacitor. In: *Solid-St. Electron.* vol. 14, p. 1285–1297, Dec 1971.
- [11] Pierret, R. F. A linear-sweep MOS-C technique for determining minority carrier lifetimes. In: *IEEE Trans. Electron Dev.* vol. ED-19, July 1972 p. 869–873.
- [12] Bulucea, C. D. Investigation of deep-depletion regime of MOS structures using ramp-response method, *Electron. Letts.* vol. 6, 1970, p. 479–481.
- [13] Van Gelder, W. și Nicollian, E. H. Silicon impurity distribution as revealed by pulsed MOS C–V measurements. In: *J. Electrochem. Soc.* vol. 118, Jan 1971, p. 138–141.

- [14] Baccarani, C., Solmi, S. și Soncini, G. The silicon impurity profile as revealed by high-frequency non-equilibrium MOS C-V characteristics. În: *Alla Frequenza* vol. 16, Feb. 1972, p. 113-115.
- [15] Zolha, Y. Rapid determinations of semiconductor doping profiles in MOS structures. În: *Solid-St. Electron.* vol. 16, p. Jan. 1973, p. 124-127.
- [16] Nicollian, E. H., Hanes, M. H., și Brews, J. R. Using the MIS capacitor for doping profile measurements with minimal interface state error. În: *IEEE Trans. Electron Dev.* vol. ED-20, April 1973, p. 380-389.
- [17] Grove, A. S. *Physics and Technology of Semiconductor Devices*, New York: Wiley, 1967, p. 290.
- [18] Conti, F. și Conti, M. Surface breakdown in silicon planar diodes equipped with field plate. În: *Solid-St. Electron.* vol. 15, Jan. 1972, p. 103-105.
- [19] Bulucea, C., Rusu, A. și Postolache, C. Surface breakdown in silicon planar junctions — a computer-aided experimental determination of the critical field. În: *Solid-St. Electron.* vol. 17, Sept 1974, p. 881-888.
- [20] Van Overstraeten, R. și De Man, H. Measurement of the ionization rates in diffused silicon p-n junctions. În: *Solid-St. Electron.* vol. 13, May 1970, p. 583-609.
- [21] Lee, C. A., Logan, R. A., Batdorf, R. L., Kleimack, J. J. și Wiegman, W. Ionization rates of holes and electrons in silicon. În: *Phys. Rev.* vol. 116, May 4, 1964, p. A761-A773.
- [22] Rusu, A. și Bulucea, C. The field distribution and the critical field in surface-breakdown-limited planar silicon p-n junctions. În: *Int. J. Electron.* vol. 38, June 1975, p. 597-607.
- [23] Leistikko, O. și Grove, A. S. Breakdown voltage of cylindrical p-n junctions. În: *Solid-St. Electron.* vol. 9, Sept. 1966, p. 847-852.
- [24] Sze, S. M. și Gibbons, G. Avalanche breakdown of abrupt and linearly graded p-n junctions in Ge, Si, GaAs and GaP. În: *Appl. Phys. Lett.* vol. 8, March 1, 1966, p. 111-113.

UZ 21 374.2

CIRCUITE INTEGRATE
DISTRIBUȚII STATIONARE DE TEMPERATURĂ

Metodă cuasitridimensională pentru calculul distribuțiilor staționare de temperatură în circuite integrate

ANDREI ȚUGULEA, MIRCEA BODEA, ANDREI SILARD, MIHAI LUCA* — București

Introducere

Lucrarea prezintă o metodă de analiză termică a unor structuri tipice de circuite integrate (CI), bazată pe un model termic realist al geometriilor multistrat.

Se propune o metodă cuasitridimensională cu care se poate determina distribuția staționară de temperatură pentru o structură dată de CI.

1. Aproximația cuasitridimensională

Presupunind că în CI tipice este semnificativ numai transferul prin conducție [1], descrierea generală a proceselor de transfer termic este dată de ecuația căldurii [2]:

$$\rho c \partial T / \partial t = k \Delta T + q, \quad (1)$$

unde ρ este densitatea materialului; c — căldura specifică; k — conductivitatea termică presupusă independentă de temperatură; T — temperatura, t — timpul și q — sursele de căldură.

Considerarea structurii standard a unui CI încapsulat conduce la modelul termic multistrat descris în figura 1 [3, 4].

Deoarece disiparea de căldură se face pe suprafața „superioară” ($z = 0$) a stratului semiconductor (adâncimea joncțiunilor este mult

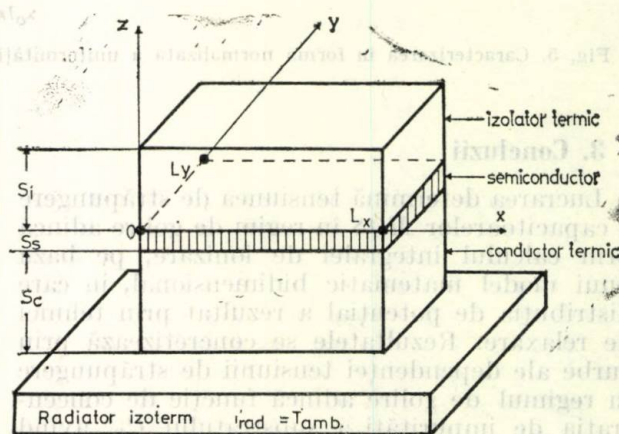


Fig. 1

mai mică decât grosimea stratului de siliciu), iar componentele influențate de temperatură se află tot la suprafață, rezultă că pentru caracterizarea interacțiunilor electrotermice interesează distribuția de temperatură pe suprafața stratului semiconductor, $T(x, y, 0, t)$.

Testarea unor modele unidimensionale după direcția z a arătat [5] că în regiunea din siliciu fluxul termic după direcția z este practic nul, la un timp foarte scurt de la aplicarea puterii. Această observație a condus la ideea reducerii ecuației tridimensionale a căldurii la o ecuație bidimensională, în care efectele tridimensionale se descriu printr-un termen suplimentar care se adaugă operatorului Laplace în două dimensiuni.

* Prof. dr. ing. Țugulea, A., ing. Bodea, A., Silard, A. lucrează la Institutul politehnic — București, iar ing. Luca, M. la IPRS — Băneasa.

În cele ce urmează se va deduce expresia acestui termen suplimentar şi forma corespunzătoare la care se reduce ecuaţia (1).

Mediind distribuţia de temperatură după axa z , pe toată grosimea stratului semiconductor se obţine:

$$\begin{aligned} -\int_{-s_s}^0 \left[\frac{\partial^2 T}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 T}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 T}{\partial z^2} - \frac{\rho c}{k} \frac{\partial T}{\partial t} \right] dz = \\ = -\int_{-s_s}^0 \left[-\frac{q}{k} \right] dz, \end{aligned} \quad (2)$$

$$\frac{\partial^2 \bar{T}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \bar{T}}{\partial y^2} + \frac{1}{S_s} \frac{\partial T}{\partial z} \Big|_{-s_s}^0 - \frac{\rho c}{k} \frac{\partial \bar{T}}{\partial t} = -\frac{\bar{q}}{k}, \quad (3)$$

unde $T = T(x, y, z, t)$, $q = q(x, y, z, t)$, $\bar{T} = \bar{T}(x, y, t)$ şi $\bar{q} = \bar{q}(x, y, t)$.

Fluxul de căldură prin suprafeţele superioară şi inferioară $\int k \frac{\partial T}{\partial z} ds$, este egal cu pierderea de căldură, proporţională cu diferenţa de temperatură dintre mediul ambiant şi suprafaţa considerată.

Dacă S este suprafaţa perpendiculară pe axa z ($S = L_x L_y$) şi R_{th} este rezistenţa termică dintre placa semiconductoră şi mediu, considerată uniformă pe toată suprafaţa S , atunci:

$$k \frac{\partial T}{\partial z} \Big|_0 - k \frac{\partial T}{\partial z} \Big|_{-s_s} = \frac{1}{SR_{th}} (T_{amb} - \bar{T}). \quad (4)$$

Înlocuind în (3) se obţine:

$$\begin{aligned} \frac{\partial^2 \bar{T}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \bar{T}}{\partial y^2} - \frac{2}{kS_s SR_{th}} \bar{T} = -\frac{\bar{q}}{k} - \\ - \frac{1}{kS_s SR_{th}} T_{amb}, \end{aligned} \quad (5)$$

unde $S_s S = V_s$ este volumul semiconductorului.

Influenţa stratului conductor termic, care acţionează ca un şunt pe semiconductor se poate aproxima prin introducerea unei conductivităţi termice echivalente a semiconductorului:

$$k = [k_s S_s + k_c S_c] / [S_s + S_c]. \quad (6)$$

Dacă referinţa de temperatură se alege T_{amb} , ecuaţia (5) devine ($\theta = \bar{T} - T_{amb}$):

$$\frac{\partial^2 \theta}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \theta}{\partial y^2} - \frac{1}{kV_s R_{th}} \theta - \frac{\rho c}{k} \frac{\partial \theta}{\partial t} = -\frac{\bar{q}}{k}, \quad (7)$$

care, în regim staţionar, se scrie:

$$\frac{\partial^2 \theta}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \theta}{\partial y^2} - \frac{1}{kV_s R_{th}} \theta = -\frac{\bar{q}}{k}. \quad (8)$$

Termenul:

$$\frac{1}{kV_s R_{th}} \theta, \quad (9)$$

care apare suplimentar faţă de expresia aceleiaşi ecuaţii scrisă pentru cazul bidimensional „pur” reprezintă influenţa structurii tridimensionale asupra stratului semiconductor.

În concluzie ecuaţiile (7), (8) permit determinarea distribuţiei de temperatură pe suprafaţa semiconductorului, ţinând seama de efectele date de mediul ambiant şi de geometria particulară a unui CI dat prin intermediul rezistenţei termice cip-ambiant, măsurabilă (sau eventual calculabilă) pentru fiecare tip de capsulă în parte.

2. Rezultate

Metoda cuasitridimensională descrisă în paragraful anterior a fost aplicată pentru calculul distribuţiilor de temperatură la un circuit integrat cu substrat stabilizat termic de tipul $\mu A 726$ (în condiţii staţionare).

Distribuţia de temperatură pe suprafaţa cipului [6], obţinută teoretic (vezi figura 2),

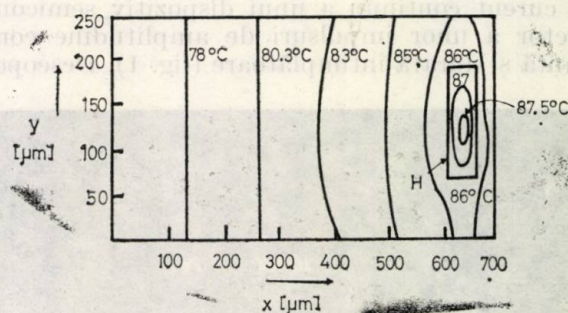


Fig. 2

a fost verificată experimental prin comparare cu valorile măsurate în două regiuni ale planului circuitului. Diferenţa între valorile calculate şi cele măsurate nu depăşeşte 5%.

Soluţionarea ecuaţiei (7) s-a realizat numeric. S-a folosit o metodă implicită cu alternarea direcţiilor, Peaceman-Rachford [7, 8, 9, 10], deoarece alternarea direcţiilor permite obţinerea unei stabilităţi necondiţionată.

Bibliografie

- [1] Domingos, H. Electro-thermal overstress failure in microelectronics, Clarkson College of Technology, Final Technical Report, April 1973.
- [2] Carslaw, H. S., Jaeger, J. C. Conduction of heat in solids. Second Edition, Oxford University Press, London, 1959.
- [3] Gray, P. R., Hamilton, G. J., Lieux, D. J. Analysis and design of temperature stabilised integrated circuits. In: IEEE J. Solid-State Circuits, SC-9, 61, 1974.
- [4] Kokkas, A. G. Thermal analysis of multiple-layer, structures. In: IEEE Trans. Electron Devices, ED-23, 764, 1974.

- [5] Silard, A., Bodea, M., Luca, M., Liță, M. Temperature distribution in nonlinear multilayer structures with several heat sources. În: Letters in Heat and Mass Transfer", 4, 149, 1977.
- [6] Bodea, M., Silard, A., Luca, M., Marinescu, N. Full thermal investigation of the integrated circuit μ A726. Sixth International Heat Transfer Conference, Toronto, Canada, 1978.
- [7] Racoveanu N. ș.a. Metode numerice pentru ecuații cu derivate parțiale de tip parabolic. București, Editura tehnică, 1977.
- [8] Smith, J. Survey of 3-dimensional finite difference forms of heat equation CS-M-70-83, Sandia Laboratories, 1970.
- [9] Poller, D. Computational Physics, Wiley, London, 1972.
- [10] Silard, A., Bodea, M., Luca, M., Modelling electrothermal problems of the IC μ A726, Technical Digest, p.241, International Conference on Modelling of Semiconductor Devices, Lausanne, EPFL, 1977.

CZ 621.382

ZGOMOT DE EXPLOZIE
TRANZISTOR BIPOLAR
MICROPLASME

Asupra zgomotului de explozie în tranzistoare bipolare cu siliciu

MIHAI MIHĂILĂ, OVIDIU POPESCU* — București

Introducere

Fenomen neelucidat încă, zgomotul de explozie („burst” sau „popcorn” — în literatura de specialitate de limbă engleză, sau „creneaux” — în literatura de limbă franceză), se caracterizează prin apariția în caracteristica de curent continuu a unui dispozitiv semiconductor a unor impulsuri de amplitudine constantă și durată întinplătoare (fig. 1). Descope-

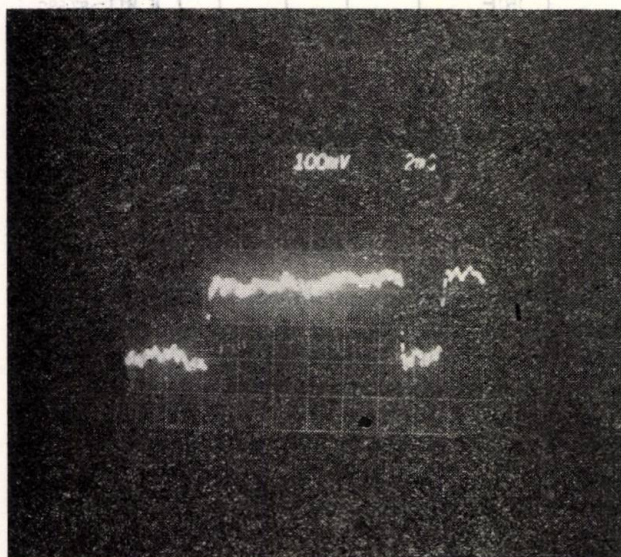


Fig. 1. Forma clasică a unui impuls de explozie (observat în tranzistorul T 1).

rit pentru prima oară de Pay în caracteristica unei diode punctiforme cu germaniu, el a fost apoi evidențiat în diode-tunel, în joncțiuni $p-n$ polarizate direct sau invers [1—3] și în tranzistoare bipolare [4].

* Ing. Mihăilă, M. și ing. Popescu, O. sint cercetători științifici la Institutul de Cercetări pentru Componente Electronice (I.C.C.E.) — București.

Lucrarea de față evidențiază o serie de fenomene adiacente apariției zgomotului de explozie cu scopul de a găsi eventuale legături între modelele existente: Hsu — Whittier — Mead și Leonard-Jaskolski.

1. Originea zgomotului de explozie

Una din primele încercări de a explica apariția acestui fenomen a fost făcută de Card & Chaudhari [3] în anul 1966. Conform acestor autori, fenomenul este generat la suprafața dispozitivelor studiate și nu este rezultatul unor străpungeri în avalanșă deoarece apare la tensiuni inverse mici. Concluzia cea mai importantă din lucrarea [3] este aceea că analiza variației amplitudinii impulsurilor cu tensiunea sugerează un fenomen Schottky, în timp ce variația ușoară cu temperatura sugerează existența unui fenomen de tunelare.

Leonard-Jaskolski [5] corelează apariția impulsurilor de explozie cu existența unor zone de rezistență negativă în caracteristica inversă a joncțiunii colector-bază. Făcând ca prin tranzistor să treacă un curent egal cu cel la care apar zonele de rezistență negativă, fenomenele de explozie se evidențiază puternic. Apariția zonelor de rezistență negativă și, legat de acestea, a fenomenelor de explozie, îi conduce pe L & J la concluzia că aceste fenomene sint generate de microplasmă localizate la nivelul regiunii de sarcină spațială a joncțiunii colector-bază. Aceste microplasmă se formează și dispar în mod aleatoriu, conducând la modificări bruște în curentul joncțiunii. Concluzia finală a autorilor amintiți este că zgomotul de explozie și cel de microplasmă sint echivalente. Rezultatele lui Leonard & Jaskolski sint controversate de Knott [6], care nu reușește să găsească o relație între cele două tipuri de zgomot: de microplasmă și de explozie.

Amintind de lucrarea [7], în care se propune o teorie a zgomotului de explozie bazată pe fenomene de recombinare la nivelul disloca-

țiilor, se trece la prezentarea celui mai complet model, modelul Hsu — Whittier — Mead (HWM), [1, 8].

Modelul fizic propus în [8] se bazează pe modularea unui curent care trece printr-un defect major (ex.: precipitat metalic, dislocație etc.) cu o rată mare de recombinare de către un centru de recombinare (sau o trapă) situat în imediata vecinătate a defectului major (fig. 2). De remarcat faptul că ambele defecte sînt localizate la nivelul regiunii de

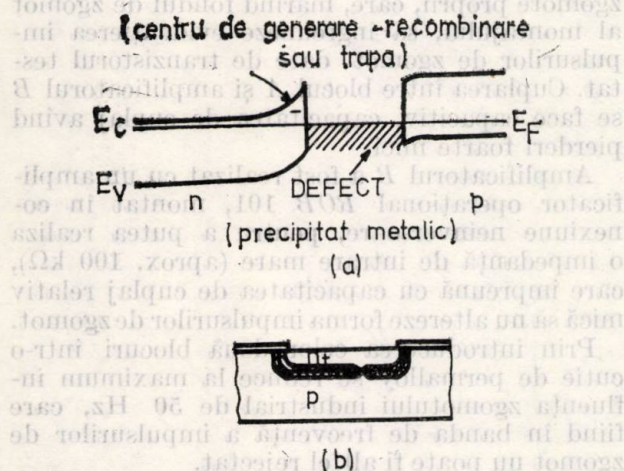


Fig. 2. Modelul Hsu-Whittier-Mead pentru zgomotul de explozie într-o joncțiune polarizată direct: curentul care curge prin defectul major este determinat de starea de sarcină a centrului de generare-recombinare (sau trapă) localizat în regiunea de sarcină spațială. Perechea de defecte poate fi localizată în volum sau la suprafață.

sarcină spațială emitor — bază. Starea de ocupare a centrului de generare — recombinare conduce la modularea bătăriei metal — semiconductor (în ipoteza că defectul major este un precipitat metalic) care, implicit, va modula curentul prin defectul major (fig. 3). Incidența

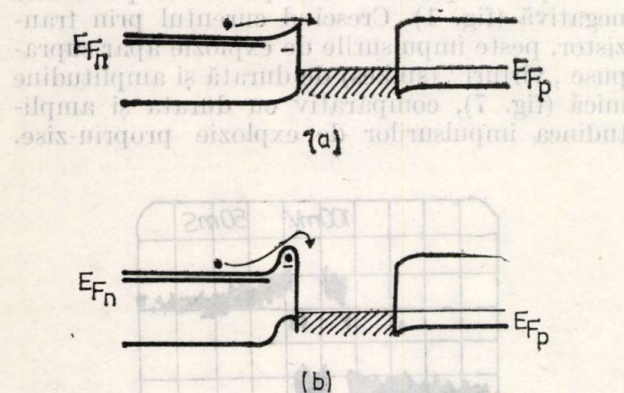


Fig. 3. Curentul care curge prin defectul major este maxim cînd centrul de generare-recombinare este neocupat (a, bariera mică). Cînd centrul g.-r. conține un electron (b), bariera se mărește și curentul prin defectul major este redus. Amplitudinea impulsului de explozie este dată de diferența între cele două nivele de curent.

mare între apariția zgomotului de explozie și existența unor curenți în exces (puși pe seama prezenței defectului major) în joncțiuni direct polarizate este un argument în favoarea acestui model. Un alt argument ar fi prezența cu precădere a impulsurilor specifice zgomotului de explozie în joncțiuni dopate cu atomi de impuritate (Au, Ni, Pt).

Modelul HWM reușește să explice, în bună măsură, dependența amplitudinii impulsurilor de tensiunea pe joncțiunea emitor — bază, dar nu dă o explicație adecvată a dependenței duratei impulsurilor de zgomot și, legat de aceasta, a secțiunilor de captură a defectului minor.

În urma unor rezultate experimentale, Cook-Brodersen [9] ajung la concluzia că originea zgomotului de explozie în tranzistoare bipolare este la nivelul joncțiunii emitor — bază, dar în funcție de poziția defectului major, el poate fi generat în volum sau la suprafață (în regiunea de sarcină spațială sau la suprafața bazei tranzistorului).

În lucrările amintite apar multe aspecte contradictorii, care, analizate [10] conduc la concluzia că la generarea zgomotului de explozie contribuie mai multe mecanisme fizice.

Rezultatele experimentale obținute, pe lângă faptul că susțin ipotezele din [10], fac un pas înainte în stabilirea unor legături între modelul Hsu — Whittier — Mead și modelul Leonard — Jaskolski.

2. Rezultate experimentale

Caracteristicile dispozitivelor

Pentru a evidenția anumite corelații între zgomotul de explozie și caracteristicile electrice curent — tensiune ale tranzistoarelor bipolare, s-a selecționat un număr de cinci dispozitive. Principalele caracteristici tehnologice ale tranzistoarelor analizate sînt următoarele: rezistivitatea stratului epitaxial $\rho_{epi} = 6 \Omega \text{ cm}$, grosimea stratului epitaxial $x_{epi} = 10 - 12 \mu\text{m}$, concentrația superficială a bazei $N_{BO} = 6 \cdot 10^{18} \text{ cm}^{-3}$, concentrația superficială a emitorului $N_{EO} = 7 \cdot 10^{20} \text{ cm}^{-3}$, adîncimea difuziei de emitor $X_E = 2,54 \mu\text{m}$, grosimea bazei $w = 1,2 \mu\text{m}$.

Studierea caracteristicilor de străpungere și directe ale joncțiunilor celor cinci tranzistoare a condus la observarea următoarelor fenomene:

— caracteristicile inverse emitor — bază ale tuturor tranzistoarelor prezintă străpungeri cvasirezistive (fig. 4), [11];

— la trecerea unor anumiți curenți prin joncțiunea emitor-bază (în conducție directă) apar mici salturi negative (de ordinul milivoltilor sau cîtorva zeci de milivolti) în tensiunea directă pe joncțiune. Spre exemplu, pentru tranzistorul T 1, curenții la care apar

aceste salturi corespund următoarelor valori ale tensiunii pe dispozitiv :
(330—340)mV ; (450—460) mV și (550—570)mV ;

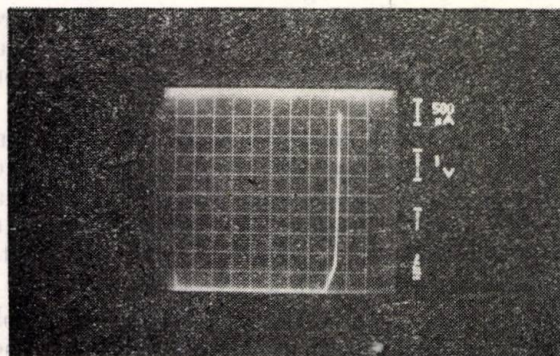


Fig. 4. În condiții de polarizare favorabile (500 μ A/div.) caracteristica $V_{BE\text{ str.}}$ devine cvasirezistivă, evidențiind prezența unui defect major (tr. T1).

— măsurată în condiții normale ($I_c = 10\mu\text{A/div.}$) caracteristica V_{CBO} apare ca fiind normală. Crescând curentul prin joncțiune, în caracteristica V_{CBO} apar zone de rezistență negativă însoțite de oscilații (fig. 5). Zonele de rezistență negativă sînt asemănătoare celor descrise de Leonard & Jaskolski.

— caracteristicile V_{CEO} ale tuturor tranzistoarelor sînt normale.

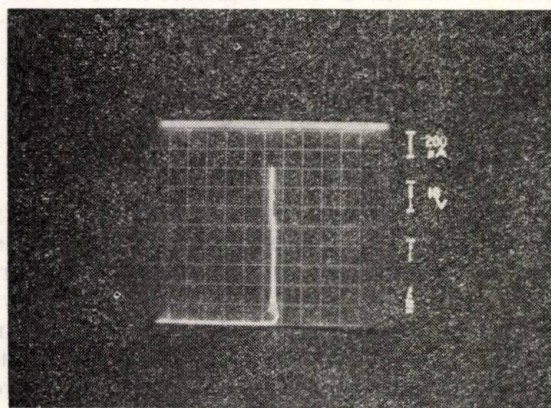


Fig. 5. Zone de rezistență negativă în caracteristica V_{CBO} a tranzistorului T12.

Evidențierea impulsurilor de zgomot

Punerea în evidență a impulsurilor de zgomot s-a realizat cu montajul electronic a cărui schemă-bloc este dată în figura 6. Blocul de

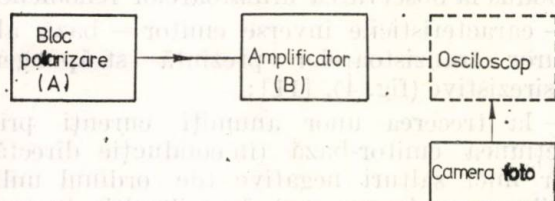


Fig. 6. Schema-bloc a sistemului de evidențiere a impulsurilor de zgomot.

polarizare A fixează tensiunea tranzistorului de testat la aproximativ 6,3 V, permițând reglajul curentului de colector (respectiv a tensiunii V_{BE}) în limitele : $I_c \in (0-100)\mu\text{A}$, $V_{BE} \in (0-0,8)\text{V}$. Pentru eliminarea componentei parazite de 50 Hz, care poate apare pe baza tranzistorului testat, se decuplează schema cu condensatoare electrolitice mari. Pe blocul A sînt montate condensatoare de decuplare a surselor de alimentare.

Elementele componente ale montajului A trebuie alese cu atenție pentru a nu introduce zgomote proprii, care, mărind fondul de zgomot al montajului, să îngreuneze evidențierea impulsurilor de zgomot date de tranzistorul testat. Cuplarea între blocul A și amplificatorul B se face capacitiv, capacitatea de cuplaj avînd pierderi foarte mici.

Amplificatorul B a fost realizat cu un amplificator operațional ROB 101, montat în conexiune neînversoare, pentru a putea realiza o impedanță de intrare mare (aprox. 100 k Ω), care împreună cu capacitatea de cuplaj relativ mică să nu altereze forma impulsurilor de zgomot.

Prin introducerea celor două blocuri într-o cutie de permalloy se reduce la maximum influența zgomotului industrial de 50 Hz, care fiind în banda de frecvență a impulsurilor de zgomot nu poate fi altfel rejețat.

Pentru a putea fotografia impulsurile de zgomot s-a folosit un osciloscop cu memorie (intrucit fenomenul este aleator); sensibilitatea și banda de frecvență nu ridică probleme speciale.

Analiza fenomenelor de explozie

Cu excepția unuia din tranzistoare (T3), toate celelalte prezintă zgomot de explozie. În anumite condiții de polarizare, alături de impulsurile specifice zgomotului de explozie, se manifestă fenomene secundare. Astfel, pînă la $I_c = 68\mu\text{A}$ ($V_{CE} = 6,4\text{V}$) în tranzistorul T1 apar impulsuri de explozie de polaritate negativă (fig. 1). Crescînd curentul prin tranzistor, peste impulsurile de explozie apar suprapuse „vîrfuri” (spikes) de durată și amplitudine mică (fig. 7), comparativ cu durată și amplitudinea impulsurilor de explozie propriu-zise.

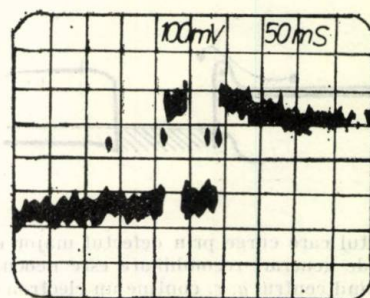


Fig. 7. Peste clasicele impulsuri de explozie se suprapun „vîrfuri” de amplitudine mai mică (tranzistorul T1).

Prin modul cum se manifestă ele („vîrfurile”) justifică ipoteza că au aceeași origine ca impulsurile de explozie, mecanismul de generare putînd fi diferit. O serie de încercări au condus la concluzia că aceste „vîrfuri” nu pot fi generate decît în tranzistorul studiat și nu sînt datorate unor factori externi. Fenomenele descrise subliniază natura complexă a originii zgomotului de explozie. În favoarea acestei afirmații sînt și fenomenele generate în tranzistorul T_2 : alături de impulsuri de explozie negative apar „vîrfuri” pozitive. După cum se poate vedea din figura 8, amplitudinea acestor „vîrfuri” diferă de cea a impulsurilor de explozie.

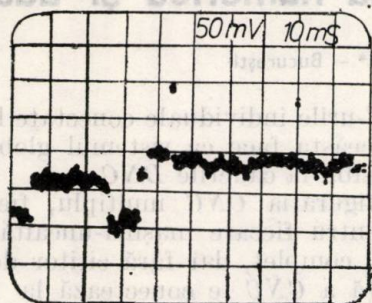


Fig. 8. Perechi de „vîrfuri” generate în tranzistorul T_2 , ($V_{EB} = 550$ mV, $I_c = 65$ μ A).

Ele au două caracteristici importante: apar „în general” perechi, amplitudinea celui de-al doilea fiind mai mică și frecvența lor de apariție scade pe măsură ce se micșorează curentul de colector al dispozitivului. A doua caracteristică este specifică și impulsurilor de explozie, fapt care face să se afirme că aceste două tipuri de impulsuri (zgomot de explozie propriu-zis și „vîrfuri”) au o aceeași origine.

Fenomene similare celor care apar în tranzistoarele T_1 și T_2 se manifestă și în tranzistoarele T_{12} și T_{31} .

S-a arătat că, specific tranzistoarelor supuse analizei de zgomot este apariția unei zone de străpungere cvasirezistivă în caracteristica inversă a joncțiunii emitor-bază, străpungere datorată prezenței unor defecte la nivelul regiunii de sarcină spațială. Tranzistorul T_3 , deși prezintă această zonă cvasirezistivă, nu generează impulsuri de explozie. Această constatare experimentală este justificată și de variația în $1/f$ (f — frecvența) a factorului de zgomot al tranzistorului T_3 ; zgomotul de explozie se manifestă printr-o variație în $1/f^2$.

Așadar, prezența defectului major (precipitat metalic, dislocații etc.) la nivelul regiunii de sarcină spațială emitor-bază este o condiție necesară în generarea fenomenelor de explozie, dar nu suficientă.

Concluzii

Apariția zgomotului de explozie în tranzistoare bipolare cu siliciu este legată de prezența unor anomalii în caracteristica de străpungere a joncțiunii emitor-bază sau colector-bază.

Evidențiind existența unor defecte majore în dispozitivele studiate, lucrarea confirmă o parte din ipotezele pe care se bazează modelul HWM.

„Vîrfurile” suprapuse peste impulsurile de explozie sînt semne ale prezenței unor microplasmae, localizate la nivelul uneia din regiunile spațiale [12–20]. În cazul de față microplasmaele se manifestă ca zone de rezistență negativă, însoțite de oscilații, în caracteristica de străpungere a joncțiunii colector-bază (fig. 5). Este deci posibil ca supozițiile făcute de Leonard și Jaskolski să fie valabile în anumite condiții. Apariția simultană a celor două tipuri de impulsuri ca și modul lor de manifestare conduc la concluzia că între cele două modele ale zgomotului de explozie există legături.

Bibliografie

- [1] Hsu, S. T., Whittier, R. J. Characterization of burst noise in silicon devices. In: Solid-St. Electron., vol. **12**, 1969, p. 867–878.
- [2] Wolf, D., Holler, E. Bistable current fluctuations in reverse-biased p-n junctions of germanium. In: J. Appl. Phys., vol. **38**, 1967, p. 189–192.
- [3] Card, W. H., Chaudhari, P. K. Characteristics of burst noise. In: Proc. IEEE (Lett.), vol. **53**, 1965, p. 652–653.
- [4] Giralt, C., Martin, J. C., Mateu-Perez, F.X. Burst noise of silicon planar transistors. In: Electron. Lett., vol. **2**, 1966, p. 228–230.
- [5] Leonard P.L., Jaskolski, S. V. An investigation into the origin and nature of „Popcorn Noise”. In: Proc. IEEE (Lett.), vol. **58**, 1969, p. 1786–1788.
- [6] Knott, K. F. Burst noise and microplasma noise in silicon planar transistors. In: Proc. IEEE, vol. **58**, 1970, p. 1368–1369.
- [7] Luque, A., Mulet, J., Rodriguez, T. and Segovia, R. Proposed dislocation theory of burst noise in planar transistors. In: Electron. Lett., vol. **6**, 1970, p. 176–178.
- [8] Hsu, S. T., Whittier, R. J., Mead, C. A. Physical model for burst noise in semiconductor devices. In: Solid-St. Electron., vol. **13**, 1970, p. 1055–1071.
- [9] Cooke, K. B., Brodersen, A. J. Physical origin of burst noise in transistors. In: Solid-St. Electron., vol. **14**, 1971, p. 1237–1250.
- [10] Oren, R. Discussion of various views on popcorn noise. In: IEEE Trans. ED (Corresp.), **ED-18**, 1971, p. 1194–1195.
- [11] Goetzberger, A. Impurity-induced pipes thonyh diffused layers in silicon. In: Solid-St. Electron., vol. **5**, 1962, p. 61–70.
- [12] Shockley, W. Problems related to p-n junctions in silicon. In: Solid-St. Electron., vol. **2**, 1961, p. 35–67.
- [13] Haitz, R. H., Goetzberger, A., Scarlett and Shockley, W. Avalanche effects in silicon p-n junctions. I. Localized photomultiplication studies in microplasmas. In: I. Appl. Phys., vol. **34**, 1963, p. 1581–1590.
- [14] Goetzberger, A., McDonald, B., Haitz, R. H. and Shockley W. Avalanche effects in silicon p-n junctions. II. Structurally perfect junctions. In: I. Appl. Phys., vol. **34**, 1963, p. 1591–1600.
- [15] Oldham, W. G., Samuelson, R. R., Antognetti, P. Triggering Phenomena in Avalanche Diodes. In: IEEE Trans. ED, vol. **ED-19**, 1972, p. 1056–1060.
- [16] McKay, H. G. Avalanche breakdown in silicon. In: Phys. Rev., vol. **94**, 1954, p. 877–884.

- [17] Chynoweth, A. G., McKay, G. K. Photon emission from avalanche breakdown in silicon. In: Phys. Rev., vol. 102, 1956, p. 369—376.
- [18] Polshuk, M., Dowling, P. H. Microplasma breakdown in germanium. In: I. Appl. Physics, vol. 34, 1963, p. 3 069—3 077.

- [19] Gaylord, J. W. Microplasma observations in silicon junctions using a scanning electron beam. In: J. Electrochem Soc., vol 113, 1966, p. 753—754.
- [20] Maddex, K. A., Young, M. R. P. Microplasma breakdown in high-voltage p-n junctions. In: Electron. Lett., vol. 2, 1966, p. 129—130.

CZ 621-523

MICROPROCESOR
OPTIMIZARE

Microcalculator de proces pentru conducerea regimurilor de aşchiere după strategii mixte—comanda numerică şi adaptivă

SIMION FLOREA, THEODOR BORANGIU* — Bucureşti

Introducere

Ultimele descoperiri în tehnologia microelectronică pot asigura soluţii atât pentru asigurarea flexibilităţii, cât şi a standardizării hardware, la preţuri de cost favorabile (cu un ordin de mărime mai mic decât ale minicalculetoarelor) pentru comanda numerică şi adaptivă (NC—AC) a maşinilor-unelte cu grad de complexitate mediu — spre ridicat. În lucrare este prezentată o configuraţie de conducere unică NC—AC, utilizând o structură de microcalculator de proces.

1. Funcţiile sistemului de comandă NC—AC μ C a procesului de frezare

Sistemul de conducere mixtă CN—ACO, cu microcalculator de proces realizează următoarele funcţii de bază:

- a — Conducere on-line în regimurile :
 - a.1. Poziţionare punct cu punct (funcţie CN);
 - a.2. Prelucrare paraxială şi poziţionare punct cu punct (funcţie CN);
 - a.3. Prelucrare paraxială cu optimizarea indicelui global de cost de tip „productivitate a aşchierii”, cu control asupra funcţiilor standard CN.

b — Activare cititor-bandă şi stocarea datelor/program-piesă în memoria RAM, de date.

c — Execuţia transferului de date/program-piesă de la un calculator de gestiune a programelor-piesă lucrând în configuraţia CNC multiplu (CGP/P) la memoria RAM de date a microcalculatorului.

Varianta de sistem CNC multiplu prezintă avantaje faţă de versiunea DNC de conducere (comandă numerică directă), prin aceea că răspunderea pentru executarea corectă a calculelor şi a transferurilor de date este împărţită între un calculator central (în regim DNC) şi

CNC—AC-urile individuale conectate la maşin-unelte. Aceasta face ca sistemul global să fie mai insensibil la căderile DNC.

În configuraţia CNC multiplu, fiecare comandă pentru fiecare maşină-unelte este un CNC—AC complet, dar fără cititor de bandă. O interfaţă a CNC le conectează la DNC. În cazul unei avarii a DNC, poate fi conectat un cititor de bandă transportabil la CNC—AC, şi întregul program/piesă poate fi introdus în memoria RAM (de stocare a programului/piesă).

Utilizând această metodă, este posibil să se lucreze cu sistemul fie individual, fie conectat la DNC. Memoria CNC multiplu pe bandă magnetică este folosită pentru stocarea unui număr de programe/piesă ce vor fi folosite în producţie. Această memorie poate fi încărcată prin cititorul de bandă perforată, iar informaţia din memorie poate fi perforată în bandă prin intermediul unui perforator. Astfel, configuraţia asigură funcţia de încărcare/editare (pe durata aşchierilor de probă sau a operaţiilor pilot la serii de uzinare permite editarea şi corectarea programelor/piesă).

d — Distribuţia automată a datelor în regim frază cu frază.

a.1. Caracteristicile acestui regim de comandă sînt :

- deplasare cu viteză de avans rapidă (w_{RAPID}) pentru o poziţionare iniţială fără aşchiere;

- cuplarea blocului de generare a parabolei de frinare $U_w(\varepsilon)$ pentru o poziţionare curentă însoţită de aşchiere [1];

- controlul deplasării axei (nedepăşirea cotei preserise) şi semnalizarea realizării cotei impuse.

a.2. Funcţiile de comandă CN ale microcalculatorului sînt :

- controlul deplasării axelor cu viteză constantă, programată ($w=w_p$) şi al rotaţiei axului principal cu turaţie fixă ($n=n_p$);

* Dr. ing. Florea, S. este profesor, iar ing. Borangiu Th. asistent la Institutul politehnic — Bucureşti.

— cuplarea blocului de generare a parabolei fixe $U_w(\varepsilon)$ în faza de poziționare a frazei de prelucrare paraxială;

— controlul CN al nedepășirii cotei impuse și semnalizare.

a.3. În regimul de prelucrare cu optimizarea indicelui de cost „productivitate a aşchierii”, microcalculatorul execută operații conform rutinei de optimizare ACO, de tipul:

— testare a restricțiilor ce definesc domeniul admisibil de aşchiere și inițierea acțiunilor corectoare corespunzătoare încălcării restricțiilor;

— generarea comenzilor de modificare a parametrilor de comandă ce asigură optimizarea indicelui de cost, prin modificarea, conform unei strategii discrete, a cuplului (w, n) , cu pașii constanți $\Delta w, \Delta n$ [2]. De asemenea, este prevăzută o rutină specială ce permite efectuarea cu w_{RAPID} a curselor parțiale libere.

Rutina ACO este controlată în permanență de secțiunea de comandă și calcul a procesorului central, în vederea asigurării funcțiilor standard CN de la punctul a.2.

Pentru conducerea adaptiv-optimală a procesului de frezare se consideră drept indice de performanță I productivitatea procesului de frezare, care este exprimată prin raportul dintre masa de metal îndepărtată într-un interval de timp, egal cu durabilitatea sculei (T) și costul operației de aşchiere.

Problema de optimizare este definită astfel (I este exprimat în kg/leu):

$$J(w, n) = \frac{1}{I} = a \cdot w^{\frac{q}{m}-1} \cdot n^{\frac{1-q}{m}} + b \cdot w^{y_p-1} \cdot$$

$$n^{1-y_p} + c \cdot w^{-1} = \min(w, n),$$

în prezența restricțiilor impuse de considerente cinematice (mașină-unealtă) și tehnologice:

$$M_t \leq M_{t \max};$$

$$M_i \leq M_{i \max};$$

$$S_{d \min} \leq S_d \leq S_{d \max};$$

$$w_{\min} \leq w \leq w_{\max};$$

$$n_{\min} \leq n \leq n_{\max};$$

$$P \leq P_{\max};$$

unde:

M_t este momentul de tensiune la arborele principal, kfm; M_i — momentul de încovoiere la arborele principal, kfm; S_d — avansul pe dinte, $\frac{\text{mm}}{\text{rot.dinte}}$; P — puterea motorului ac-

ționării principale, kw; w — viteza de avans, $\frac{\text{mm}}{\text{min}}$; n — turația axului principal $\frac{\text{rot}}{\text{min}}$; a, b, c, q, m, y_p — constante tehnologice.

Strategia de optimizare realizată cu microcalculator, de tip decizional discret, se bazează pe modificarea vitezei de avans și a turației în cuante fixe Δw și Δn , pentru conducerea punctului de funcționare în zona de staționaritate, conform figurii 1:

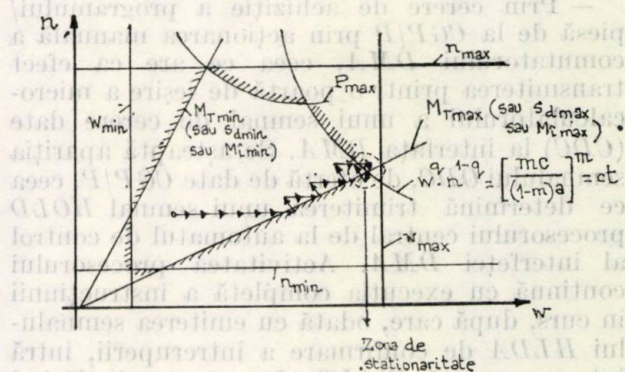


Fig. 1

b. Software-ul de aplicație pentru structura de microcalculator CN-ACO μC prevede posibilitatea transferului de date ale mai multor programe/piesă de la un cititor de bandă cu 8 piste în memoria RAM de date a microcalculatorului.

Transferul are loc prin intermediul unei interfețe specializate, viteza de stocare a programului/piesă fiind determinată de viteza de citire a datelor, de la cititor.

c. În vederea integrării sistemului de comandă CN-ACO μC , într-o configurație CNC multiplă, s-a realizat o secțiune hardware de interfață specializată pentru a permite accesul direct al unui calculator de gestiune a programelor/piesă la memoria de date (RAM) a microcalculatorului.

În varianta de transfer direct menționată, de tip DMA, viteza de achiziție a programului/piesă este mult mărită, fiind limitată doar de timpul de acces al memoriei RAM utilizate ($t_a \approx 850$ ns). Interfața proiectată asigură o viteză maximă de înscriere a programelor/piesă de circa 1 MHz/cuvînt.

d. Software-ul de aplicație a sistemului de conducere CN-ACO μC realizează distribuția automată a datelor de tip CN, în regim frază cu frază.

2. Strategia de conducere mixtă

Pentru realizarea funcțiilor de control prezentate în capitolul 1, sînt activate, în cadrul programului/microcalculator subprograme corespunzătoare rutinelor specifice:

- de conducere CN (paraxial);
- de conducere CN (poziționare);

- de conducere *ACO* (optimizare);
- de achiziție a programului/piesă;
- de distribuție automată a datelor frază de lucru. Această alocare a rutinelor de control poate fi urmărită în organigrama de funcționare în regim *CN-ACO* μC (fig. 2):

La cuplarea alimentării, sistemul/microcalculatorul intră într-o buclă de așteptare prin activarea automată a semnalului *RESET*. Ieșirea din această buclă se face în trei variante:

- Prin cerere de achiziție a programului/piesă de la *CGP/P* prin acționarea manuală a comutatorului *DMA*, ceea ce are ca efect transmiterea printr-o poartă de ieșire a microcalculatorului a unui semnal de cerere date (*CDC*) la interfața *DMA*. Se așteaptă apariția semnalului *ODC*, de ofertă de date *CGP/P*, ceea ce determină trimiterea unui semnal *HOLD* procesorului central de la automatul de control al interfeței *DMA*. Activitatea procesorului continuă cu execuția completă a instrucțiunii în curs, după care, odată cu emiterea semnalului *HLDA* de confirmare a întreruperii, intră într-o secvență *WAIT* (de așteptare), făcând posibil transferul programului/piesă de la calculatorul de gestiune la memoria *RAM* a microcalculatorului, sub controlul interfeței *DMA*. Aceeași interfață determină, după introducerea ultimului cuvânt al programului/piesă, reluarea programului/microcalculator.

- Prin acționarea cheii *SCA*, care determină apelarea rutinei de achiziție date/program-piesă de la cititorul de bandă și stocarea lor în memoria microcalculatorului. Spre deosebire de varianta de achiziție directă *DMA*, transferul informațiilor în memoria *RAM* se face sub controlul microprocesorului, datorită vitezei reduse a cititorului de bandă (timpul de citire/cuvânt fiind mult mai mare decât timpul de acces al memoriei, o variantă de transfer direct, care necesită instrumentație suplimentară, nu mai este justificată sub aspect economic).

- Prin acționarea cheii *SCM*, ceea ce determină intrarea directă în secțiunea on-line de conducere a uzinării, datele *CN* și *ACO* fiind introduse manual, de la panoul de comandă a sistemului *CN-ACO* μC .

Secvențele de achiziție *DMA* (de la *CGP/P*) respectiv prin procesor (de la cititorul de bandă) continuă cu intrarea în rutina de distribuție date/frază curentă a programului-piesă în registrele interfeței microcalculator-mașină unealtă. Secvența de distribuție este precedată de actualizarea automată a adresei de început a noii fraze, etapă necesară pentru citirea și distribuirea datelor corecte. Rutina de distribuție își încheie programul de operare prin incrementarea adresei memoriei de date (creînd astfel adresa de început a frazei/program următoare) și salvarea adresei astfel rezultate.

Urmează secțiunea de conducere on-line propriu-zisă a procesului de frezare, la începutul (căreia, prin apelarea unor biți de control *G00*, *ACO*) se indentifică regimul de așchiere, și în mod corespunzător se cuplează rutinele de comandă și supraveghere.

Pentru toate regimurile (poziționare, așchiere cu sau fără *ACO*) controlul *CN* se manifestă prin cuplarea în regim de atingere a cotei impuse a blocului de generare a tensiunii parabolice de frinare pentru viteza de avans (semnal de control $U_w \geq U_w(\varepsilon)$). În momentul când cota prescrisă, corespunzătoare frazei/program curent executate coincide cu cea reală ($\varepsilon = 0$), se opresc acțiunile de avans și principală și, după testarea sfârșitului de program (semnalul de control *M02*), se reia rutina de distribuție a informațiilor *CN* ale următoarei fraze/program.

Dacă însă a fost executată ultima frază/program (semnal *M02* = 1), în mod automat se anulează semnalul *SCA* și, la alegerea operatorului are loc fie intrarea în bucla de așteptare inițială, prin aplicarea unui *RESET* manual (semnal *SCM* = 0), fie înscrierea manuală a adresei de început a unui nou program-piesă, sau a oricărei fraze ce se dorește a fi reluată (semnal *SCM* = 1), după care controlul execuției noului program este transferat cheii *SCA* care, odată acționată (*SCA* = 1) determină succesiunea automată a secvențelor de distribuție date/frază — control și comandă execuție/frază.

Trebuie menționat că s-a creat posibilitatea parcurgerii curselor parțiale libere cu viteză rapidă, pentru a minimiza timpul de uzinare și la impactul freză/piesă controlul așchierii este preluat de o rutină care comandă anularea vitezei de avans, intrarea într-o buclă de așteptare de 1 secundă (Δt_2) și reluarea așchierii cu valorile programate ale vitezei de avans și turației.

Rutina *ACO* de comandă optimală este apelată ciclic; în urma executării ei rezultă modificarea valorilor mărimilor de optimizare: w și n , cu cuante fixe (Δw , Δn). Se intră într-o buclă de așteptare pentru stabilizarea sistemului (timp Δt_3) și după testarea semnalelor de control *CN* este apelată din nou rutina *ACO*.

3. Configurația sistemului de conducere *CN-ACO* cu microcalculator a procesului de frezare. Blocurile funcționale

Sistemul de conducere *CN-ACO* a procesului de frezare, utilizînd o structură de microcalculator de proces este prezentat în figura 3 și conține următoarele blocuri funcționale:

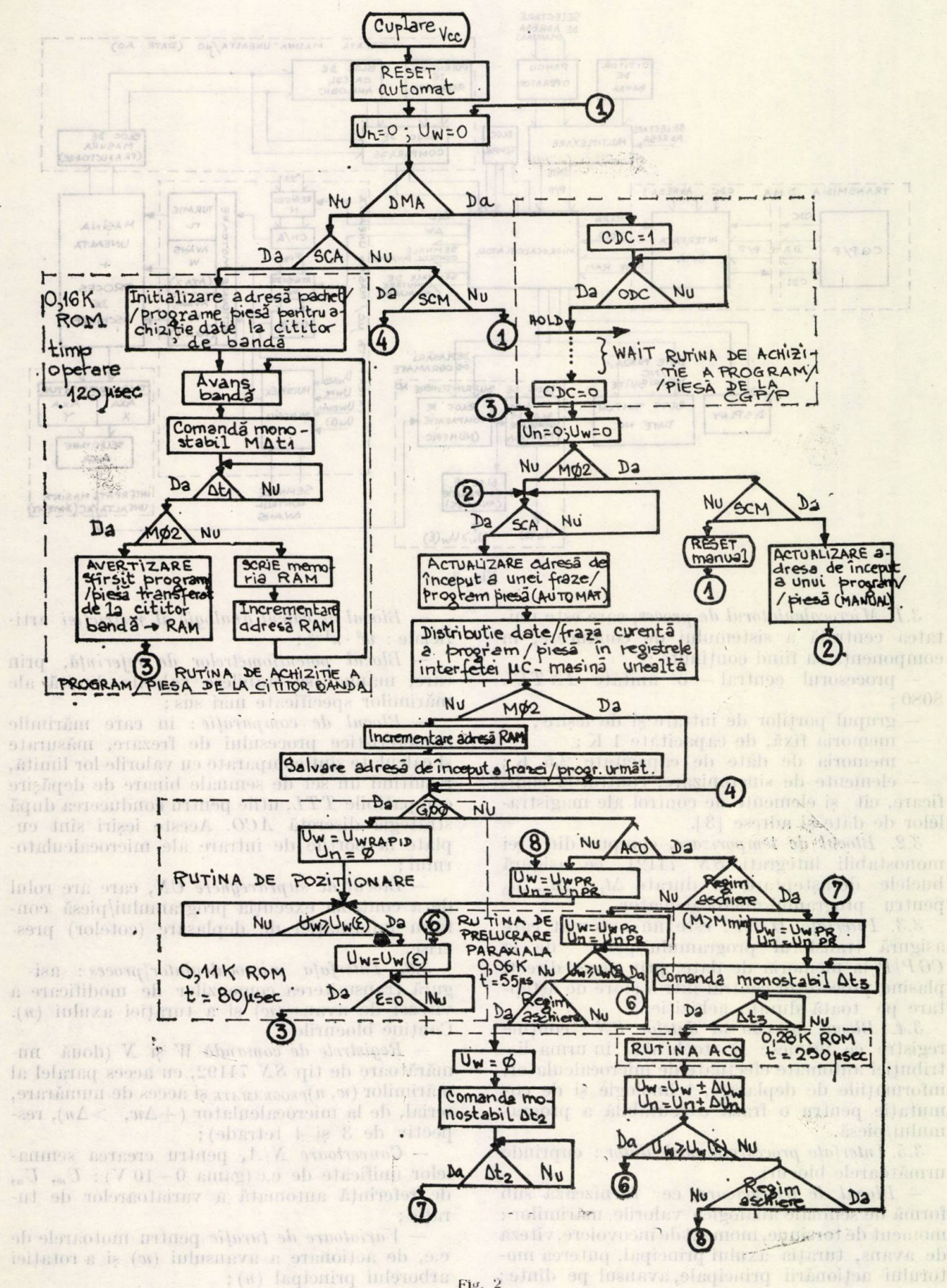


Fig. 2

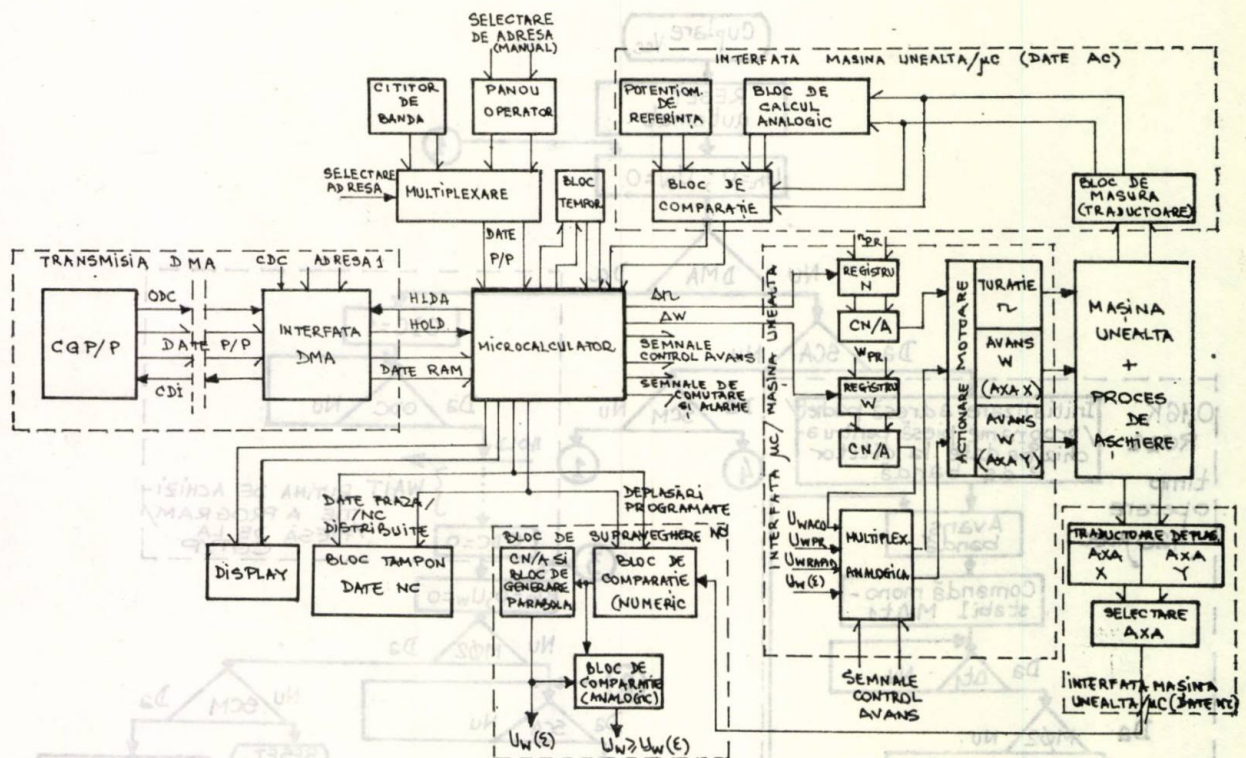


Fig. 3

3.1. *Microcalculatorul de proces*, care este unitatea centrală a sistemului de conducere, în componența sa fiind conținute:

- procesorul central — o unitate *INTEL 8080*;
- grupul porților de intrare și de ieșire;
- memoria fixă, de capacitate 1 K;
- memoria de date de capacitate 2,5 K;
- elemente de sincronizare, control și codificare, cit și elemente de control ale magistralelor de date și adrese [3].

3.2. *Blocul de temporizare*, compus din trei monostabili integrați *SN 74121*, ce asigură bucele de așteptare de durate Δt_1 , Δt_2 , Δt_3 pentru programul/microcalculator.

3.3. *Interfața DMA*: este un automat care asigură transferul programului/piesă de la *CGP/P* la memoria de date, prin acces direct, plasând procesorul central într-o stare de așteptare pe toată durata achiziției.

3.4. *Blocul tampon al datelor CN*: conține registre ce primesc și stochează, în urma distribuției automate efectuate de microcalculator, informațiile de deplasare, tehnologie și de comutație pentru o frază executabilă a programului/piesă.

3.5. *Interfața proces/microcalculator*: cuprinde următoarele blocuri:

- *Blocul de transductoare*, ce furnizează sub formă de semnale analogice valorile mărimilor: moment de torsiune, moment de încovoiere, viteza de avans, turația axului principal, puterea motorului acționării principale, avansul pe dinte;

— *Blocul de calcul analogic al restricției artificiale*: $w^0 \cdot n^{1-a}$;

— *Blocul potențiometrelor de referință*, prin care, manual, se stabilesc valorile limită ale mărimilor specificate mai sus;

— *Blocul de comparație*: în care mărimile caracteristice procesului de frezare, măsurate și calculate sunt comparate cu valorile lor limită, rezultând un set de semnale binare de depășire compatibile *TTL*, utile pentru conducerea după strategia discretă *ACO*. Aceste ieșiri sunt cuplate la porțile de intrare ale microcalculatorului;

— *Blocul de supraveghere CN*, care are rolul de a controla execuția programului/piesă conform informației de deplasare (cotelor) prescise.

3.6. *Interfața microcalculator/proces*: asigură transmiterea comenzilor de modificare a vitezei de avans (w) și a turației axului (n). Conține blocurile:

— *Registrele de comandă W și N* (două numărătoare de tip *SN 74192*, cu acces paralel al mărimilor $(w, n)_{PROGRAMATE}$ și acces de numărare, serial, de la microcalculator ($\pm \Delta w$, $> \Delta n$), respectiv de 3 și 4 tetrade);

— *Convertoare N/A*, pentru crearea semnalelor unificate de c.c (gama 0—10 V): U_w , U_n , de referință automată a variatoarelor de turație;

— *Variatoare de turație* pentru motoarele de c.c, de acționare a avansului (w) și a rotației arborelui principal (n);

— *Multiplexorul analogic*, care în funcție de regimul de lucru, stabilește referința automată a variatoarelor de turație ale axelor X, Y .

În continuare se fac unele referiri la structura microcalculatorului de proces utilizat. Schema structurală este prezentată în figura 4.

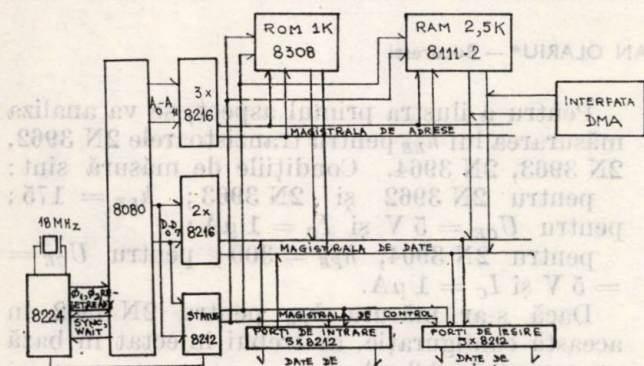


Fig. 4

Pentru implementarea funcțiunilor de comandă au fost utilizate următoarele unități:

- unitatea centrală: microprocesor 8080A [4];
- interfațarea microprocesorului 8080 A. Cuprinde blocurile: generatorul de ceas (8224), registrul de stare (8212), comanda (driver) magistralei bidirecționale de date (2×8216), porturile de intrare (5×8212), porturile de ieșire (5×8212), comanda (driver) magistralei de adrese (3×8216);

- memoria ROM a microcalculatorului: (8308 — capacitate 1 K octet);

- memoria RAM (de date) a microcalculatorului ($20 \times 8111-2$ capacitate 2,5 K octeți, organizare: 10 pagini $\times 2 \times 256$ cuv $\times 4$ biți) și decodificatorul paginilor (2×8205).

Prin tratarea sistemului NC-AC din punct de vedere al celor trei secțiuni de bază: intrări de date, calcule și control secvențial, fiecare

din aceste trei domenii, asociate unor funcții specifice, devine o unitate bine definită, care comunică cu celelalte secțiuni printr-o magistrală de date universală. Existența memoriei în cadrul secțiunilor funcționale permite să se prevadă moduri de operare asociate ei, ceea ce conduce la facilități software de îndeplinire a funcțiilor NC-AC, ce pot fi extinse prin mărirea capacității memoriei sistemului.

4. Concluzii

Modul de tratare a sarcinilor NC-AC modular, prin încadrare și ierarhizare în cadrul celor trei secțiuni de bază, corespunde modului de alcătuire a unei configurații de microcalculator, în care modularitatea se manifestă atât structural (hardware), prin prezența unor dispozitive individualizate cu funcțiuni concrete și cu posibilități complexe de funcționare (ex: microprocesorul, memoriile ROM, RAM, porturile I/O), cât și prin posibilitățile de programare (software) pentru execuția funcțiilor din interiorul fiecărei secțiuni și pentru corelarea în timp real a celor trei secțiuni.

În același timp, pe măsura dezvoltării și disponibilității de noi tehnici ce asigură performanțe mai bune sau reduceri de cost, o secțiune afectată de necesitatea schimbării poate fi reproiectată fără a necesita reproiectarea restului sistemului.

Bibliografie

- [1] Florea, S., Borangiu Th. Structură LSI pentru poziționarea optimală cu frinare după parabolă. A II-a Conferință națională de mașini-unelte, București, dec. 1976.
- [2] Garth, P. Mc Cormick. Second order conditions for constrained minima SIAM. In: J. Appl. Math., vol. 15, nr. 3, May, 1967.
- [3] Osborne, A. An Introduction to Microcomputers, Wiley, 1977.
- [4] * * * — INTEL 8080 Microcomputer Systems User's Manul 1975, Santa Clara, California.

CZ 621 317 :621 :398

MĂSURARE h_{FE}
CURENȚI MICI
TESTARE AUTOMATĂ

Măsurarea câștigului static în curent (h_{FE}) pentru tranzistoare, la curenți mici de colector, în sistemele automate de testare

ȘTEFAN GOZNER, AURELIAN OLARIU* — București

Introducere

Pentru caracterizarea completă a unui tranzistor, un parametru important care trebuie măsurat este câștigul static în curent h_{FE} . Acesta este definit de raportul dintre curentul de colector I_C și curentul de bază I_B ($h_{FE} = \frac{I_C}{I_B}$)

și este specificat în foaia de catalog pentru o anumită tensiune colector-emitor U_{CE} și un anumit curent de colector I_C .

În sistemele automate de testare, care, în general, funcționează pe baza principiului „go-no go”, măsurarea lui h_{FE} se face, de regulă, în configurația emitor comun (EC), programându-se un anumit curent de bază I_B , un anumit curent de colector I_C și o valoare limită pentru tensiunea colector-emitor U_{CE} . Dacă U_{CE} este mai mare decât valoarea programată, rezultă că h_{FE} este mai mic decât valoarea în cauză. Această metodă de măsurare a lui h_{FE} în configurația (EC) este des folosită întrucât necesită o instrumentație de măsură simplă. Spre regret, ea poate fi folosită numai pentru curenți relativ mari de colector (mai mari decât $10 \mu A$), prezentând serioase limitări când tranzistorul se măsoară la curenți de colector mai mici de $10 \mu A$.

Articolul de față își propune să analizeze asemenea aspecte și să propună o metodă și o schemă adecvată pentru măsurarea lui h_{FE} , pentru orice curent de colector mai mare decât 200 nA .

Măsurarea lui h_{FE} în configurația emitor comun

La curenții mici de colector măsurătorile lui h_{FE} , în configurația emitor comun, prezintă două mari dezavantaje:

- 1 — imposibilitatea de a injecta curenți mici de bază ($< 200 \text{ nA}$) cu o precizie suficientă;
- 2 — timpul de testare crește foarte mult, deoarece la aceste nivele mici ale curenților de colector tensiunea U_{CE} se stabilește pe capacitatea efectivă colector-emitor (efect Miller) după un timp destul de mare.

Pentru a ilustra primul aspect, se va analiza măsurarea lui h_{FE} pentru tranzistoarele 2N 3962, 2N 3963, 2N 3964. Condițiile de măsură sînt:

- pentru 2N 3962 și 2N 3963; $h_{FE} = 175$;
- pentru $U_{CE} = 5 \text{ V}$ și $I_C = 1 \mu A$;
- pentru 2N 3964, $h_{FE} = 300$; pentru $U_{CE} = 5 \text{ V}$ și $I_C = 1 \mu A$.

Dacă s-ar măsura h_{FE} pentru 2N 3962 în această configurație, ar trebui injectat în bază un curent de $3,3 \text{ nA}$.

Sînt cunoscute dificultățile de a realiza generatoare de curent constant pentru asemenea valori cu precizie suficientă [1].

Firme cunoscute ca Fairchild, Rikei Corporation, TES Corporation, Kikusay Electric folosesc generatoare de curent constant pentru polarizarea bazei tranzistorului de la 200 nA la 10 A cu o precizie de $0,5\% \pm 5 \text{ nA}$, ceea ce reprezintă, pe gama cea mai sensibilă, o precizie de circa 3% [2, 3]. Firma Teradyne, specializată în sisteme automate de testare, folosește o sursă de curent constant pentru polarizarea bazei tranzistorului ce furnizează pe gama cea mai sensibilă curent de la 10 nA la $11,9 \mu A$ cu o precizie de $1\% \pm 0,1\% \text{ FS}$ (capăt de scară). Pentru a fixa un curent de 20 nA pe această scară precizia este de circa 50% [4].

Se va vedea, în cele ce urmează că precizia de fixare a lui I_B determină direct precizia de măsurare a lui h_{FE} . Se folosesc notațiile:

h_{FEM} — factorul de amplificare în curent măsurat;

h_{FER} — factorul de amplificare în curent real;

I_{CR} — curentul de colector real;

I_{CP} — curentul de colector programat;

I_{BP} — curentul de bază programat;

I_{BR} — curentul de bază real;

ΔI_B — eroarea absolută de fixare a lui I_B ;

ΔI_C — eroarea absolută de fixare a lui I_C .

Pentru o anumită valoare programată a curentului de colector și bază factorul de amplificare în curent va fi:

$$h_{FEM} = \frac{I_{BP}}{I_{BP}}, \text{ dar: } \begin{matrix} I_{CP} = I_{CR} \pm \Delta I_C \\ I_{BP} = I_{BR} \pm \Delta I_B \end{matrix}$$

$$\text{rezultă: } h_{FEM} = \frac{I_{CR} \pm \Delta I_C}{I_{BR} \pm \Delta I_B}$$

* Ing. Gozner, Șt. și ing. Olariu, A. sînt cercetători științifici la I.C.C.E. — București.

Abaterea față de valoarea reală va fi :

$$h_{FEM} - h_{FER} = \frac{I_{CR} \pm \Delta I_C}{I_{BR} \pm \Delta I_B} - \frac{I_{CR}}{I_{BR}} = \frac{I_{CR}}{I_{BR}} \left(\frac{1 \pm \frac{\Delta I_C}{I_{CR}}}{1 \pm \frac{\Delta I_B}{I_{BR}}} - 1 \right).$$

Abaterea relativă de la valoarea reală a lui h_{FE} va fi :

$$\frac{h_{FEM} - h_{FER}}{h_{FER}} = \frac{\frac{\Delta I_C}{I_{CR}} \pm \frac{\Delta I_B}{I_{BR}}}{1 \pm \frac{\Delta I_B}{I_{BR}}} \quad (1)$$

Se observă, din formula (1), că precizia cu care se fixează curentul de bază și de colector, determină precizia de măsurare a lui h_{FE} . Cum în practică curentul se impune măsurarea lui h_{FE} cu o precizie de $2\% \div 5\%$, rezultă că, pentru valori mici ale curentului de colector nu se poate măsura h_{FE} în configurația *EC*.

Presupunind, prin absurd, că ar putea fi injectat curentul de bază cu precizia dorită, se va avea în vedere cel de-al doilea dezavantaj al metodei, viteza mică de testare (fig. 1).

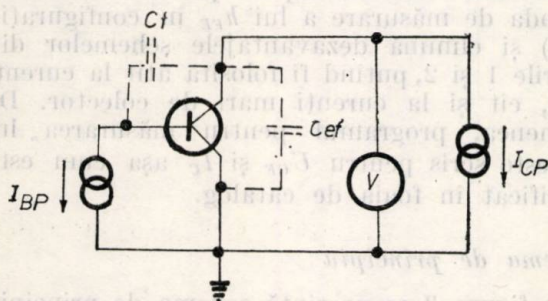


Fig. 1. Schema de principiu pentru măsurarea lui h_{FE} în configurația emitor-comun.

Se iau ca exemplu tot tranzistoarele 2N 3962, 2N 2963 2N 3964, care au o capacitate colector-bază C_{CBO} mai mică de 6 pF. Se consideră o valoare $C_{CBC} = 5$ pF. La această capacitate se mai adaugă capacitățile parazite ale automatului de testare și ale capului de test care sînt echivalente la aproximativ 10 pF [5].

Deci, capacitatea totală C_t între colectorul și baza tranzistorului ce se testează va fi de 15 pF, iar datorită efectului Miller între colector și emitor va apărea o capacitate efectivă $C_{ef} = (1 + h_{FE})C_t \approx 300 \cdot 15 = 4500$ pF = 4,5 nF.

Pentru a realiza o acuratețe a măsurătorii de 5%, trebuie ca numai un curent de $\frac{1 \cdot 5}{100} = 0,05$ μA din I_C să treacă prin C_{ef} , restul de

0,95 μA va trebui să treacă prin tranzistor și să rămână practic constant pentru orice valoare a lui U_{CE} . Timpul necesar pentru a încărea o capacitate de 4,5 nF la o tensiune de 5V stabilește timpul minim de test. El este dat de :

$$t_1 = \frac{C_{ef} \cdot U_{CE}}{I_C} = \frac{4,5 \cdot 10^{-9} \cdot 5}{50 \cdot 10^{-9}} = 0,45 \text{ s} = 450 \text{ ms},$$

iar pentru o acuratețe de 2% :

$$t_2 = \frac{C_{ef} \cdot U_{CE}}{I_C} = \frac{4,5 \cdot 10^{-9} \cdot 5}{20 \cdot 10^{-9}} = 1,125 \text{ s} = 1,125 \text{ ms},$$

ceea ce este enorm de mult ținînd seama că durata unui test într-un automat de testat tranzistoare este, în mod uzual, de cîteva milisecunde sau cel mult de cîteva zeci de milisecunde.

Datorită celor două dezavantaje mari despre care s-a vorbit, metoda de măsurare a lui h_{FE} în configurația emitor comun nu poate fi folosită la curenți de colector mai mici de 10 μA . Pentru măsurarea lui h_{FE} la curenți sub această limită se folosește configurația bază comună (*BC*).

Măsurarea lui h_{FE} în configurația de bază comună

Schema de principiu este prezentată în figura 2. Se fixează tensiunea colector-bază U_{CB} și curentul de emitor I_E și se citește curentul de bază I_B :

$$I_E = I_C + I_B \text{ sau } \frac{I_E}{I_B} = \frac{I_C}{I_B} + 1,$$

rezultă :

$$h_{FE} = \frac{I_E}{I_B} - 1. \quad (2)$$

Se știe că este cu mult mai ușoară măsurarea unui curent mic, decît injectarea lui. Sînt bine cunoscute tehnicile de măsurare a curenților reziduali, chiar de ordinul picoamperilor [3], deoarece oricît de mare va fi h_{FE} (chiar și pentru tranzistori Darlington) măsurarea se poate face în limita rezonabilă a preciziei de 2% pînă la 5%.

Se analizează apoi în ce măsură eroarea de fixare a curentului de emitor I_E afectează eroarea de măsurare a cistigului static în curent, în configurația bază comună (fig. 2).

Relația (2) se poate scrie :

$$h_{FEM} = \frac{I_{EP}}{I_{BM}} - 1,$$

unde :

I_{EP} — valoarea curentului de emitor programat,
 I_{BM} — valoarea curentului de bază măsurată.

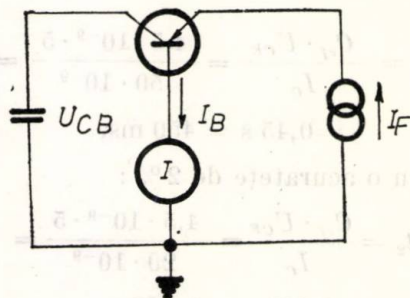


Fig. 2. Schema de principiu pentru măsurarea lui h_{FE} în configurația bază-comună.

Dar,

$I_{BM} = I_{BR} \cdot K_2$ și $I_{ER} = I_{EP} \pm \Delta I_E$,
 în care :
 I_{ER} — valoarea reală a curentului de emitor,
 ΔI_E — eroarea absolută de fixare a curentului de emitor.

Rezultă :

$$h_{FEM} = \frac{I_{EP} - I_{BR} \cdot K_2}{K_2 I_{BR}}$$

și :

$$h_{FER} = \frac{I_{ER} - I_{BR}}{I_{BR}}$$

Abaterrea între cele două valori va fi :

$$h_{FEM} - h_{FER} = \frac{I_{EP} - K_2 I_{ER}}{K_2 I_{BR}}$$

Abaterrea față de valoarea reală a factorului de amplificarea în curent va fi :

$$\begin{aligned} \frac{h_{FEM} - h_{FER}}{h_{FER}} &= \frac{1}{K_2} \cdot \frac{I_{EP} - K_2 I_{ER}}{I_{ER} - I_{BR}} = \\ &= \left[\frac{1}{K_2} - K_2 \left(1 \pm \frac{I_E}{I_{EP}} \right) \right] \cdot \frac{1}{1 \pm \frac{\Delta I_E}{I_{EP}} - \frac{1}{1 + H_{FE}}} \end{aligned} \quad (3)$$

Din relația (3) se observă că eroarea de măsurare a lui h_{FE} depinde atât de eroarea de fixare a lui I_E , cât și de h_{FE} . În situația în care h_{FE} este suficient de mare (> 50) se poate considera că eroarea de măsurare a lui h_{FE} este egală cu eroarea de fixare a curentului de emitor I_E , care se poate stabili cu o precizie corespunzătoare.

Pentru un curent de emitor de $1 \mu A$, eroarea este de 1%, iar pentru un curent de emitor de 200 nA eroarea este de 3% [2], precizii suficiente pentru testarea tranzistoarelor în sistemele automate.

De asemenea, timpul de măsurare a lui h_{FE} după schema din figura 2 nu este limitat de capacitatea parazită, deoarece în configurația

(BC) sursa de alimentare fixează valoarea U_{CB} , injectînd tot curentul necesar ca să o încarce rapid. Totuși și schema din figura 2 prezintă unele dezavantaje :

a — eroarea de măsurare a lui h_{FE} depinde de acesta ;

b — h_{FE} este specificat pentru un anumit U_{CB} și un anumit I_E și nu așa cum este precizat, de regulă, în foaia de catalog, la un anumit U_{BE} și un anumit I_C ;

c — pentru valori mari ale tensiunii colector-emitor, U_{CB} se poate considera aproximativ egal cu U_{CE} , în schimb, pentru valori mici ale lui U_{CE} există o mare influență a variației tensiunii U_{BE} a tranzistorului ce se măsoară, ceea ce ar duce la erori mari la citirea lui I_B și la valori mici ale lui h_{FE} .

Legat de cele două moduri de măsurare, mai apare o problemă și anume, ce înseamnă curenți mici de colector : $1 \mu A$, $10 \mu A$ sau $100 \mu A$, pentru că, în funcție de aceasta, trebuie să se aleagă schema de măsură din figurile 1 sau 2. Unele firme consideră curenți mici de colector și folosesc configurația (BC) pentru măsurarea lui h_{FE} , pentru curenți de colector mai mici de $100 \mu A$, alte firme folosesc configurația (BC) pentru curenți de colector mai mici de $10 \mu A$.

Pentru a elimina această ambiguitate ca și dezavantajele menționate, în cele ce urmează se prezintă o schemă de principiu care ilustrează metoda de măsurare a lui h_{FE} în configurația (BC) și elimină dezavantajele schemelor din figurile 1 și 2, putînd fi folosită atât la curenți mici, cât și la curenți mari de colector. De asemenea, programul pentru măsurarea lui h_{FE} este scris pentru U_{CE} și I_C așa cum este specificat în foaia de catalog.

Schema de principiu

În figura 3 se prezintă schema de principiu pentru măsurarea lui h_{FE} la curenți mici și mari de colector.

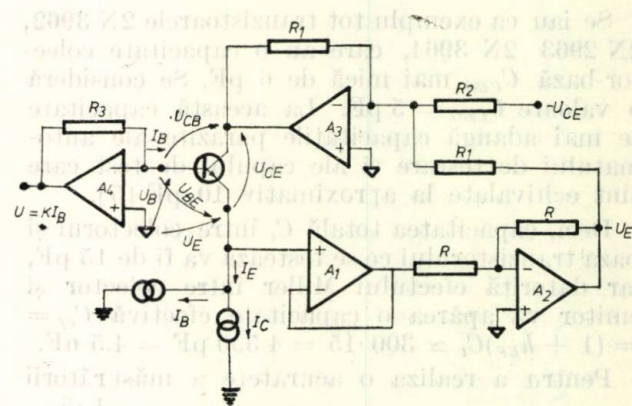


Fig. 3. Schema de principiu pentru măsurarea lui h_{FE} la curenți mici de colector.

Baza tranzistorului ce se testează este ținută la o masă virtuală de către convertorul curent-tensiune format de amplificatorul operațional A4, realizând configurația de măsură bază comună. Tensiunea $U_0 = KI_B$, proporțională cu curentul de bază, este citită de un convertor analog-digital. Având valoarea lui I_B și valoarea lui I_C fixată în program se poate calcula h_{FE} prin împărțirea celor două valori. Aceeași tensiune $U_0 = KI_B$ este folosită ca referință pentru generatorul de curent I_B care face corecția curentului de emitor I_E la valoarea $I_C = I_E - I_B$, astfel încît programul se poate elabora pentru valori I_C ale curentului de colector. Amplificatorul operațional A3 aplică între masă și colector o tensiune $U_C = U_B + U_{CB} = U_{CE} + U_E$. Dar, $U_E = U_B + U_{BE}$ (fig. 3).

Din cele două relații rezultă:

$$U_{CB} = U_{CE} + U_{BE}.$$

Tensiunea U_{CE} se aplică prin program, iar corecția U_E este făcută de A1 și A2.

Se va analiza acum eroarea cu care se măsoară h_{FE} în schema din figura 3:

$$h_{FEM} = \frac{I_{CP}}{I_{BM}},$$

unde I_{CP} este valoarea curentului de colector programată.

Dar: $I_{BM} = K_3 I_{BR}$ și:

$$I_{CR} = I_{CP} \pm \Delta I_C.$$

Rezultă:

$$h_{FEM} = \frac{I_{CR} \pm \Delta I_C}{K_3 I_{BR}} = \frac{h_{FER}}{K_3} \pm \frac{1}{K_3} \frac{\Delta I_C}{I_{BR}}.$$

Abaterea față de valoarea reală a factorului de amplificare în curent va fi:

$$\frac{h_{FEM} - h_{FER}}{h_{FER}} = \frac{\frac{h_{FER}}{K_3} \pm \frac{1}{K_3} \frac{\Delta I_C}{I_{BR}} - h_{FER}}{h_{FER}} = \frac{1}{K_3} \pm \frac{1}{K_3} \frac{\Delta I_C}{I_{CR}} - 1. \quad (4)$$

În situația în care valoarea măsurată a lui I_B se apropie de valoarea reală ($K_3 = 1$) rezultă din (4) că eroarea de măsurare a lui h_{FE} depinde numai de eroarea de fixare a curentului de colector. Pentru un curent de $1\mu A$, precizia este 1%, iar la 200 nA precizia este de 3%, ceea ce corespunde testării automate.

Schema constructivă

În figura 4 se prezintă o schemă folosită pentru măsurarea factorului de amplificare în curent, după metoda expusă anterior. Ampli-

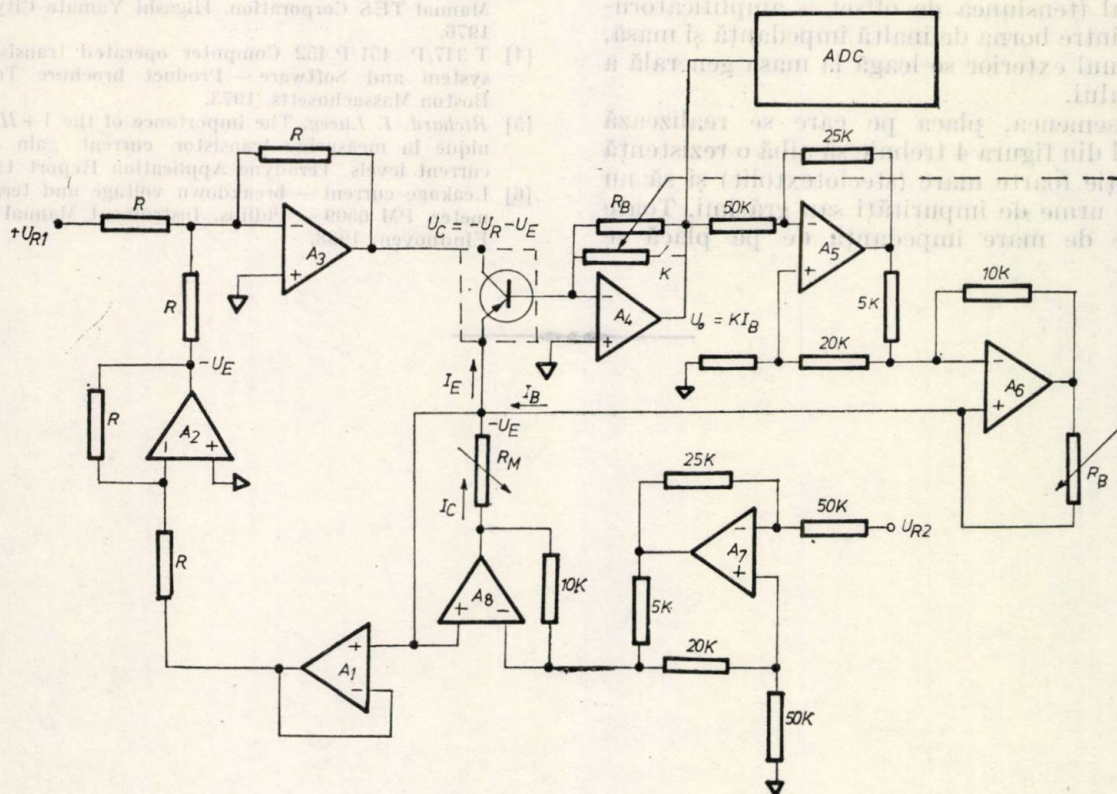


Fig. 4. Schema constructivă pentru măsurarea lui h_{FE} la curenți mici de colector, în sistemele de testare automată.

ficatorul operațional A4 este de tipul AD506L cu curenți de polarizare foarte mici (5pA), pentru a putea măsura curenții mici de bază cu eroare mică. La ieșirea lui apare o tensiune U_0 proporțională cu curențul de bază, care este citită de un convertor analog-digital.

Amplificatoarele A5 și A6 formează generatorul de curent constant pentru baza care are ca referință tensiunea $U_0 = KI_B$ și fixează curențul de valoare $I_B = \frac{U_0}{R_B}$.

Amplificatoarele A7 și A8 formează generatorul de curent constant ce fixează curențul de colector la valoarea $I_C = \frac{U_{R2}}{R_M}$, unde U_{R2} este tensiunea de referință.

Tensiunea colector-emitor se fixează cu sursa programabilă formată din A1, A2 și A3 și având drept referință tensiunea U_{R1} .

Probleme dificile apar la măsurarea curenților de ordinul zecilor de picoamperi. Pentru a se evita scurtcircuitarea bornei de înaltă impedanță a amplificatorului operațional A4 prin efectul rezistențelor de pierderi și al capacităților parazite ce apar în montaj, precum și înlăturarea efectelor zgomotului industrial, legătura între baza tranzistorului care se testează și intrarea amplificatorului A4 se face cu un cablu coaxial dublu ecranat cu izolație de telefon. Ecranul interior se leagă la masa analogică a montajului asigurând astfel o diferență mică de potențial (tensiunea de offset a amplificatorului A4) între borna de înaltă impedanță și masă, iar ecranul exterior se leagă la masa generală a montajului.

De asemenea, placa pe care se realizează circuitul din figura 4 trebuie să aibă o rezistență de izolație foarte mare (stecloxtolit) și să nu prezinte urme de impurități sau grăsimi. Toate punctele de mare impedanță de pe placă se

înconjoară la o distanță de 0,5 mm cu inele de gardă care se leagă la un asemenea potențial încît să minimalizeze curenții de fugă.

Pentru a reduce timpul de măsurare se închide releul K pînă în momentul cînd începe măsurătoarea și se deschide la începutul măsurătorii. În acest fel, toate capacitățile parazite de pe linia de mare impedanță se încarcă rapid prin rezistența mică de ieșire a amplificatorului A4.

Concluzii

Metoda și schema propusă permite măsurarea factorului de amplificare în curent, pentru curenți de colector mai mari de 200 nA, pentru toate tipurile de tranzistoare (dela $h_{FE} = 1$ pînă la tranzistoarele superbeta sau Darlington) cu o precizie foarte bună, într-o configurație de măsură foarte stabilă la oscilații, pentru valorile U_{CE} și I_C specificate. Măsurătorile efectuate pe schema realizată experimental, confirmă rezultatele obținute din relația (4).

Bibliografie

- [1] Perkinson, I. C. and Pierce, W. C. Jr. Precision DC current sources. Hewlett Packard Journal, September 1969.
- [2] PATT — Instrument Manual, Fairchild, Systems Technology, Sunnyvale, California 1970.
- [3] TES — Transistor Automatic Tester — Instrument Manual TES Corporation, Higashi Yamata City Tokio, 1976.
- [4] T 347/P 451/P 452 Computer operated transistor test system and Software — Product brochure Teradyne, Boston Massachusetts, 1973.
- [5] Richard, I. Lucey. The importance of the $1 + H_{FE}$ technique in measuring transistor current gain at low current levels. Teradyne Application Report 110.
- [6] Leakage current — breakdown voltage and teraohm — meter, PM 6509 — Philips. Instrument Manual Philips, Eindhoven, 1968.

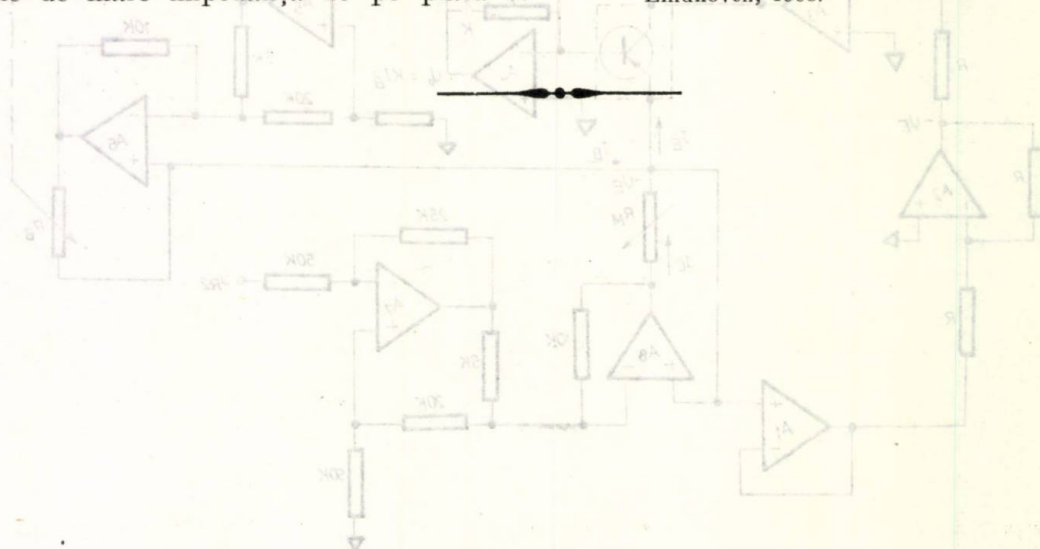


Fig. 4. Schema constructivă pentru măsurarea h_{FE} la curenți mici de colector în sisteme de testare automată.

CZ 621 396

Sumator binar cu evitarea transportului folosind reprezentarea binară redundantă de tipul cifră, cu semn extinsă

CORNELIU IOAN TOMA* — Timișoara

Introducere

În scopul realizării unei unități aritmetice rapide, specializată în efectuarea operațiilor de înmulțire și împărțire a două numere binare cu semn, a rezultat necesitatea studierii unui sumator binar care să prezinte, pe de o parte, viteză de lucru mare și, pe de altă parte, o cuplare simplă cu restul calculatorului, care în general, furnizează operanți în complement față de doi și cere rezultatul tot în complement față de doi.

Cercetările întreprinse de autor pentru a realiza un sumator binar rapid au la bază rezultatele obținute de F.A. Rochatsch [1] și J. E. Robertson [2], referitoare la folosirea reprezentării binare redundante de tipul cifră cu semn** în scopul evitării propagării transportului în timpul operațiilor de adunare și scădere.

Pentru a se realiza o cuplare simplă a sumatorului cu restul calculatorului, s-a impus ca folosirea reprezentării binare redundante să afecteze numai sumatorul calculatorului. În aceste condiții, a rezultat necesitatea găsirii unei scheme logice pentru sumatorul cu evitarea propagării transportului, care să permită atât adunarea unui număr reprezentat în forma binară redundantă, de tipul cifră cu semn, cu un număr reprezentat în forma binară neredundantă, folosită în restul calculatorului, adică în virgulă fixă și complement față de doi, cât și la adunarea a două numere reprezentate în forma cu virgulă fixă și complement față de doi. Cu alte cuvinte, schema logică pentru sumatorul cu evitarea propagării transportului trebuie să admită la una din intrări operanți reprezentați atât în forma binară redundantă de tipul cifră cu semn, cât și în forma binară cu virgulă fixă și complement față de doi.

Problema a fost rezolvată prin elaborarea de către autor a unei reprezentări binare redundante, denumită „de tipul cifră cu semn ex-

REPREZENTARE REDUNDANTĂ CIFRĂ
CU SEMN EXTINSĂ
EVITAREA PROPAGĂRII TRANSPORTULUI

tinsă”. Această reprezentare binară constituie o generalizare a reprezentării binare redundante de tipul cifră cu semn cunoscută, în sensul că înglobează atât proprietățile reprezentării binare redundante de tipul cifră cu semn, cât și proprietățile reprezentării binare în virgulă fixă și complement față de doi.

Întrucât semnul unui număr reprezentat în forma binară redundantă de tipul cifră cu semn extinsă nu se poate stabili decât după conversia acestuia în forma cu virgulă fixă și complement față de doi, rezultă că sesizarea depășirii capacității registrului, în cazul unui sumator cu evitarea propagării transportului, se poate realiza numai după conversia rezultatului, adică asimilarea cifrelor reprezentate redundant la forma de reprezentare complement față de doi [3]. Această operație de conversie are loc în timpul unui tact final și întrucât necesită un timp la fel de lung ca și pentru o adunare cu propagarea transportului este necesar să se realizeze cât mai rapid posibil.

În concluzie, folosirea reprezentării binare redundante de tipul cifră cu semn extinsă asigură reale avantaje în ceea ce privește reducerea timpului necesar efectuării acelor operații aritmetice, care permit îndeplinirea unor succesiuni lungi de adunări sau scăderi și la care nu se pune problema depășirii capacității registrului, deci, nu este necesară după fiecare adunare sau scădere o operație de conversie a rezultatului în forma binară neredundantă — complement față de doi. Dintre aceste operații aritmetice se pot menționa operațiile de înmulțire, împărțire, ridicare la pătrat, extragere a rădăcinii pătrate și de obținere a funcțiilor trigonometrice.

1. Reprezentarea binară redundantă de tipul cifră cu semn extinsă

Pentru a se face o distincție între o variabilă binară redundantă și o variabilă binară neredundantă, variabilele binare redundante vor fi marcate cu un asterisc. Ca urmare, un număr binar poate fi reprezentat fie în forma:

$$a^* = a_1^* a_2^* \dots a_n^*, \text{ unde } a_i^* \in \{\bar{1}, 0, 1\}, \quad (1)$$

care corespunde reprezentării binare redundante de tipul cifră cu semn [4], fie în forma:

$$b = b_1 b_2 \dots b_n, \text{ unde } b_i \in \{0, 1\}, \quad (2)$$

* Dr. ing. Toma, C. I. este șef de lucrări la Institutul politehnic „Traian Vuia” — Timișoara, Facultatea de electrotehnica — Catedra de electronică, automatică și măsurări.

** Prin „reprezentare binară redundantă de tipul cifră cu semn” a valorilor unui număr se înțelege faptul că cifrele numărului pot avea următoarele valori: minus unu ($\bar{1}$), zero (0) și plus unu (1). Ca rezultat al folosirii lui minus unu, un număr N poate avea mai multe forme de reprezentare. De exemplu, $N = 1001 = 101\bar{1} = 111\bar{1} = 9$.

care corespunde reprezentării binare neredundante.

În cazul reprezentării unui număr fracționar în forma binară redundantă de tipul cifră cu semn, conform cu relația (1), valoarea algebrică a numărului se calculează cu relația:

$$a^* = \sum_{i=1}^n a_i^* \cdot 2^{-i}. \quad (2)$$

Întrucit cifrele a_i^* primesc atît valori numerice pozitive, cît și negative, informația referitoare la semnul valorii algebrice a numărului este dată de către semnul cifrei de ordinul cel mai mare, diferită de zero, nemaifiind necesară o cifră specială pentru semn. Prin urmare, un număr pozitiv în această reprezentare face parte din domeniul $(0, 1)$, iar un număr negativ din domeniul $(-1, 0)$. De exemplu, numerele $9/16$ și $-9/16$ pot fi reprezentate în forma binară redundantă de tipul cifră cu semn în următoarele feluri:

$$\begin{aligned} 9/16 &= ,1001 = ,101\bar{1} = ,11\bar{1}\bar{1}, \\ -9/16 &= ,\bar{1}0\bar{1}0 = ,\bar{1}0\bar{1}1 = ,\bar{1}\bar{1}11. \end{aligned}$$

Un număr binar subunitar se reprezintă în forma binară redundantă de tipul cifră cu semn extinsă în felul următor:

$$a^* = a_0^*, a_1^* a_2^* \dots a_n^*, \text{ unde } a_i^* \in \{\bar{1}, 0, 1\}. \quad (4)$$

Această reprezentare binară redundantă, în comparație cu reprezentarea binară redundantă de tipul cifră cu semn cunoscută, prezintă următoarele particularități.

1. Prin folosirea unei cifre la stînga virgulei, și anume cifra a_0^* din relația (4), reprezentarea binară redundantă propusă înglobează în ea proprietățile reprezentării binare redundante de tipul cifră cu semn, cît și proprietățile reprezentării binare neredundante — complement față de doi.

2. Informația referitoare la semnul unui număr nu este conținută numai în cifra a_0^* , ca în cazul reprezentării complement față de doi, sau în cifra de ordinul cel mai mare, diferită de zero, ca în cazul reprezentării redundante de tipul cifră cu semn, ci în forma de reprezentare a numărului.

Valoarea algebrică a unui număr reprezentat în forma redundantă de tipul cifră cu semn extinsă, care ne furnizează și informația referitoare la semnul unui număr în această reprezentare numerică, se determină cu relația:

$$a^* = \sum_{i=0}^n a_i^* \cdot 2^{-i}, \quad (5)$$

cu observația că pot să apară următoarele trei situații:

a — valoarea lui a^* face parte din domeniul $(0, 1)$, în care caz numărul reprezentat redundant este pozitiv;

b — valoarea lui a^* face parte din domeniul $(1, 0)$, în care caz numărul reprezentat redundant este negativ;

c — valoarea lui a^* face parte din domeniul $(1, 2)$, în care caz numărul reprezentat redundant este negativ, el fiind reprezentat în complement față de doi, sau într-o formă complement față de doi care conține și cifre minus unu.

În cazul în care, de exemplu, numerele $9/16$ și $-9/16$ sînt reprezentate în forma redundantă de tipul cifră cu semn extinsă pot fi folosite oricare din următoarele reprezentări posibile:

$$\begin{aligned} 9/16 &= 0,1001 = 0,101\bar{1} = 0,11\bar{1}\bar{1} = \\ &= 1,\bar{1}001 = 1,\bar{1}01\bar{1} = 1,\bar{1}\bar{1}\bar{1}\bar{1} = 1,0\bar{1}\bar{1}\bar{1}, \\ -9/16 &= 0,\bar{1}00\bar{1} = 0,\bar{1}01\bar{1} = 0,\bar{1}\bar{1}\bar{1}1 = \\ &= \bar{1},100\bar{1} = \bar{1},101\bar{1} = 1,1\bar{1}11 = \bar{1},0111 = \\ &= 1,0111 = 1,1\bar{1}11 = 1,10\bar{1}1 = 1,00\bar{1}. \end{aligned}$$

3. Făcînd o comparație, în ceea ce privește reprezentările posibile, între reprezentarea redundantă propusă și reprezentarea redundantă de tipul cifră cu semn se constată, din exemplul considerat, că reprezentarea redundantă de tipul cifră cu semn extinsă conține în plus 12 reprezentări noi pe lîngă cele 6 reprezentări posibile și în cazul reprezentării redundante cunoscute. Acest fapt a sugerat autorului să considere reprezentarea redundantă propusă drept o extindere a reprezentării binare redundante de tipul cifră cu semn.

Trebuie menționat faptul că numărul reprezentărilor redundante posibile crește cu numărul de ranguri considerate.

4. Reprezentarea lui zero este unică. Un număr în reprezentarea redundantă de tipul cifră cu semn extinsă are valoarea zero dacă și numai dacă toate cifrele lui sînt zero. Acest fapt rezultă din relația (5).

Legat de reprezentarea redundantă de tipul cifră cu semn extinsă, autorul a studiat următoarele probleme: posibilitatea stabilirii semnului unui număr în această reprezentare; sesizarea depășirii capacității registrului; o metodă pentru controlul depășirii fictive și conversia unui număr din forma de reprezentare redundantă de tipul cifră cu semn extinsă în forma binară neredundantă — complement față de doi [3]. În cele ce urmează se prezintă concluziile ce au rezultat din acest studiu.

2. Sumator binar cu evitarea propagării transportului

În cazul sumatorului binar cu evitarea propagării transportului primul operand se aplică la intrare în formă cu virgulă fixă și complement față de doi, sau în forma binară redundantă de tipul cifră cu semn extinsă (fiind rezultatul unei adunări anterioare), iar al doilea operand în forma cu virgulă fixă și comple-

ment față de doi; suma obținându-se la ieșire în forma binară redundantă de tipul cifră cu semn extinsă.

Notațiile folosite sînt următoarele:

$$a^* = \sum_{i=0}^n a_i^* \cdot 2^{-i} = a_0^*, a_1^* a_2^* \dots a_n^*,$$

unde:

$$a_i^* \in \{\bar{1}, 0, 1\},$$

primul termen al adunării în forma binară redundantă de tipul cifră cu semn extinsă:

$$b = \sum_{i=0}^n b_i \cdot 2^{-i} = b_0, b_1 b_2 \dots b_n, \text{ unde } b_i \in \{0, 1\},$$

al doilea termen al adunării în complement față de doi:

$$s^* = \sum_{i=0}^n a_i^* \cdot 2^{-i} = s_0^*, s_1^* s_2^* \dots s_n^*,$$

unde:

$$s_i^* \in \{\bar{1}, 0, 1\},$$

suma în forma binară redundantă de tipul cifră cu semn extinsă.

Pentru a reprezenta cele trei valori numerice $\bar{1}$, 0 și 1 pe care pot să le primească variabilele binare redundante a_i^* și s_i^* , folosind numai cifrele binare 0 și 1, se atribuie fiecărei variabile binare redundante două variabile binare ne-redundante, care se notează cu α_i , a_i și respectiv $\bar{s}_i$ și s_i și care codifică binar valorile numerice $\bar{1}$, 0 și 1 conform tabelului 1.

Tabelul 1

Reprezentarea folosită		Valoarea numerică a variabilelor binare redundante a_i^*, s_i^*
α_i $\bar{s}_i$	a_i s_i	
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	termen „nu ține cont”

Sumatorul binar cu evitarea propagării transportului adună pe b la a^* pentru a forma suma $s^* = a^* + b$, conform cu tabelele de adevăr și relațiile de definiție a variabilelor binare ne-redundante date în figura 1 de mai jos.

a_i^*	b_i	$a_i^* + b_i$	t_{i-1}	w_i
$\bar{1}$	0	1	0	$\bar{1}$
$\bar{1}$	$\bar{1}$	0	0	0
0	0	0	0	0
0	1	1	1	1
1	0	1	1	1
1	1	2	1	0

w_i	t_i	s_i^*
$\bar{1}$	0	$\bar{1}$
$\bar{1}$	1	0
0	0	0
0	1	1

$$\{a_i^*\} = \{s_i^*\} = \{\bar{1}, 0, 1\}, \quad \{t_i\} = \{0, 1\},$$

$$\{b_i\} = \{0, 1\}, \quad \{w_i\} = \{\bar{1}, 0\},$$

$$a_i^* + b_i = w_i + 2t_{i-1},$$

$$s_i^* = w_i + t_i.$$

Fig. 1

Din tabelele de adevăr și relațiile prezentate în figura 1 se vede că transportul t_{i-1} spre rangul imediat superior nu depinde de transportul t_i de la rangul imediat inferior. Cu alte cuvinte la acest tip de sumator nu are loc o propagare a transportului din rang în rang. Ca urmare, toate cifrele sumei, indiferent de rangul lor, se obțin simultan, cu observația că suma s^* este reprezentată în forma binară redundantă de tipul cifră cu semn extinsă.

Schema-bloc și funcțiile logice pentru un rang binar din sumatorul cu evitarea propagării transportului sînt date în figura 2.

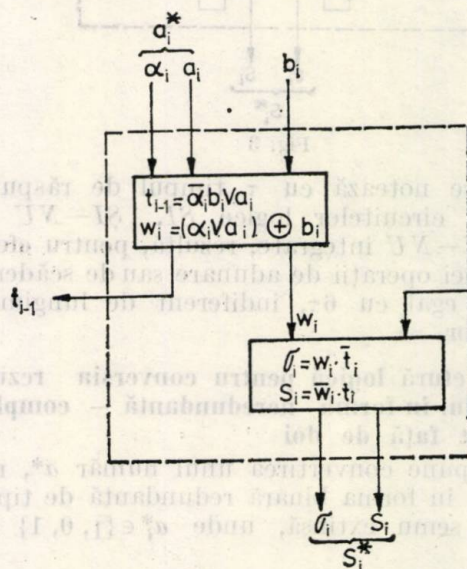


Fig. 2

Scăderea unui număr reprezentat în complement față de doi dintr-un număr reprezentat în forma redundantă de tipul cifră cu semn extinsă se poate efectua folosind aceeași structură logică ca și pentru adunare, dacă scăderea se înlocuiește cu adunarea complementului față de doi.

Folosind circuite logice integrate de tip ȘI, ȘI-NU și ȘI-SAU-NU, în figura 3 se prezintă o realizare logică a celulei corespunzătoare unui rang binar din sumatorul cu evitarea propagării transportului. Semnalul *COMPL* comandă realizarea operației de scădere, în care caz el se aplică și ca transport de intrare la celula de sumator din poziția cea mai puțin semnifi-

cativă. Cu alte cuvinte, dacă semnalul $COMPL = 1$ intrările b_i sînt complementare și $t_n = 1$, realizîndu-se o scădere, iar dacă semnalul $COMPL = 0$, intrările b_i nu sînt complementare și $t_n = 0$, realizîndu-se o adunare.

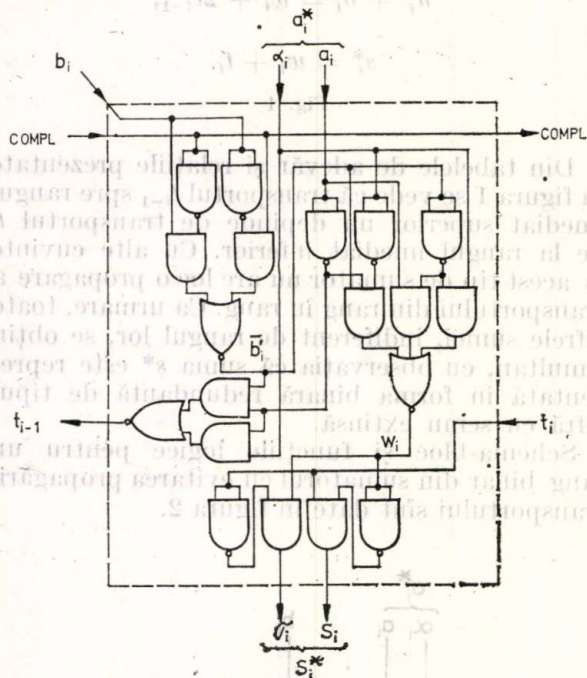


Fig. 3

Dacă se notează cu τ timpul de răspuns mediu al circuitelor logice SI , $SI-NU$ și $SI-SAU-NU$ integrate, rezultă, pentru efectuarea unei operații de adunare sau de scădere, un timp egal cu 6τ , indiferent de lungimea operandilor.

3. Structură logică pentru conversia rezultatului în forma neredundantă — complement față de doi

Se propune convertirea unui număr a^* , reprezentat în forma binară redundată de tipul cifră cu semn extinsă, unde $a_i^* \in \{\bar{1}, 0, 1\}$ în

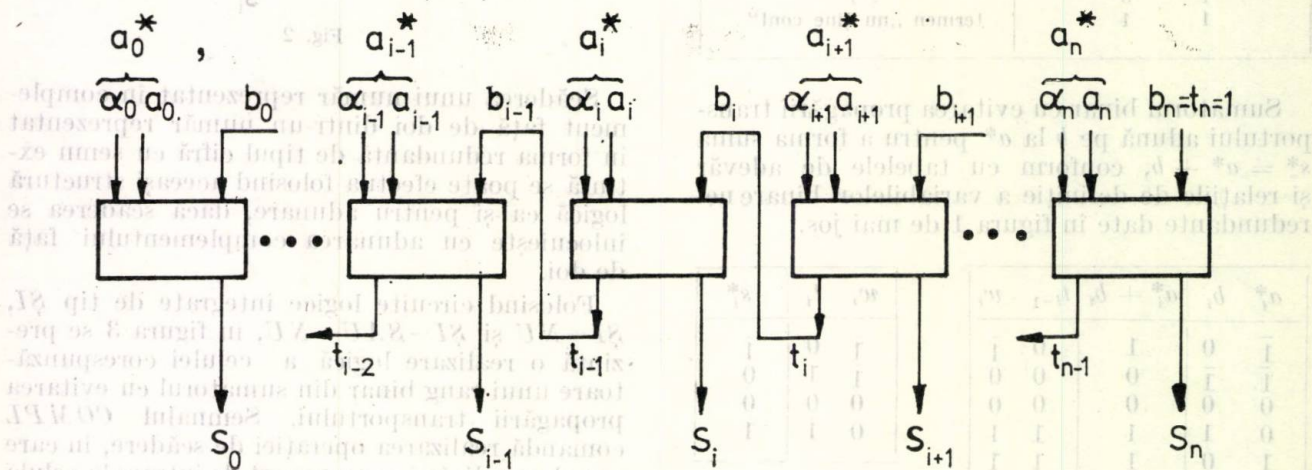


Fig. 4

forma binară complement față de doi s , unde $s_i \in \{0, 1\}$, folosind aceeași structură logică care a rezultat pentru sumatorul cu evitarea propagării transportului. În acest fel, structura logică care realizează operațiile de adunare sau scădere va putea fi folosită, printr-o comandă corespunzătoare, și pentru conversia rezultatului.

Din acest motiv, pentru conversia rezultatului se folosește structura logică prezentată în figura 4, în care rezultatul în forma binară redundată de tipul cifră cu semn extinsă se aplică la intrările a_i^* . Prin aplicarea la intrările b_{i-1} a transportului de ieșire, definit prin relația iterativă :

$$t_{i-1} = \bar{a}_i t_i \vee a_i, \quad (6)$$

unde, $i = n, n-1, \dots, 1$; iar $t_n = b_n = 1$, se obține la ieșirile s_i rezultatul convertit în forma complement față de doi, conform cu relația :

$$s_i = \bar{a}_i \bar{t}_i \vee a_i \bar{t}_i \vee \bar{a}_i \bar{a}_i t_i, \quad (7)$$

unde $i = 0, 1, \dots, n$.

În structura logică din figura 4 are loc o propagare a transportului din rang în rang, și, ca urmare, timpul câștigat la efectuarea unei operații de adunare sau scădere este irosit la conversia rezultatului. În scopul accelerării operației de conversie a rezultatului, în cadrul structurii logice prezentate, transporturile de ieșire t_{i-1} se obțin folosind tehnica transferului simultan al cifrei de transport.

În cazul în care rezultatul este format din 32 cifre binare se folosește tehnica transferului simultan al cifrei de transport pe două nivele.

La primul nivel de formare a cifrelor de transport există opt grupuri, fiecare realizînd un transport simultan peste patru cifre binare.

Pentru a obține funcțiile logice care definesc funcționarea fiecărui grup trebuie înlocuit, în relațiile (8), pe i cu valorile 31, 27, 23, 19, 15, 11, 7 și 3, cu observația că $t_{31} = 1$.

$$t_{i-1} = \overline{a_i} \alpha_i \vee \overline{a_i} \overline{t_i},$$
$$t_{i-2} = \overline{a_{i-1}} (\overline{\alpha_{i-1}} a_i) \cdot (\overline{\alpha_{i-1}} \overline{\alpha_i} t_i),$$
$$t_{i-3} = \overline{a_{i-2}} (\overline{\alpha_{i-2}} a_{i-2}) \cdot (\overline{\alpha_{i-2}} \overline{\alpha_{i-1}} a_i) \cdot (\overline{\alpha_{i-2}} \overline{\alpha_{i-1}} \overline{\alpha_i} t_i), \quad (8)$$
$$tG_{i-4} = \overline{a_{i-3}} \cdot (\overline{\alpha_{i-3}} a_{i-2}) \cdot \overline{\alpha_{i-3}} \overline{\alpha_{i-2}} a_{i-1} \cdot (\overline{\alpha_{i-3}} \overline{\alpha_{i-2}} \overline{\alpha_{i-1}} a_i),$$
$$tP_{i-4} = \overline{\alpha_{i-3}} \overline{\alpha_{i-2}} \overline{\alpha_{i-1}} \overline{\alpha_i}.$$

$$t_{i-4} = \overline{tG_{i-4}} \cdot tP_{i-4} \vee \overline{tG_{i-4}} \overline{t_i},$$
$$t_{i-8} = \overline{tG_{i-8}} \cdot (tP_{i-8} tG_{i-4}) \cdot (tP_{i-8} tP_{i-4} t_i),$$
$$t_{i-12} = \overline{tG_{i-12}} \cdot (tP_{i-12} tG_{i-8}) \cdot (tP_{i-12} tP_{i-8} tG_{i-4}) \cdot (tP_{i-12} tP_{i-8} tP_{i-4} t_i),$$
$$t_{i-16} = \overline{tG_{i-16}} \cdot (tP_{i-16} tG_{i-12}) \cdot (tP_{i-16} tP_{i-12} tG_{i-8}) \cdot (tP_{i-16} tP_{i-12} tP_{i-8} tG_{i-4}) \cdot (tP_{i-16} tP_{i-12} tP_{i-8} tP_{i-4} t_i),$$

(9)

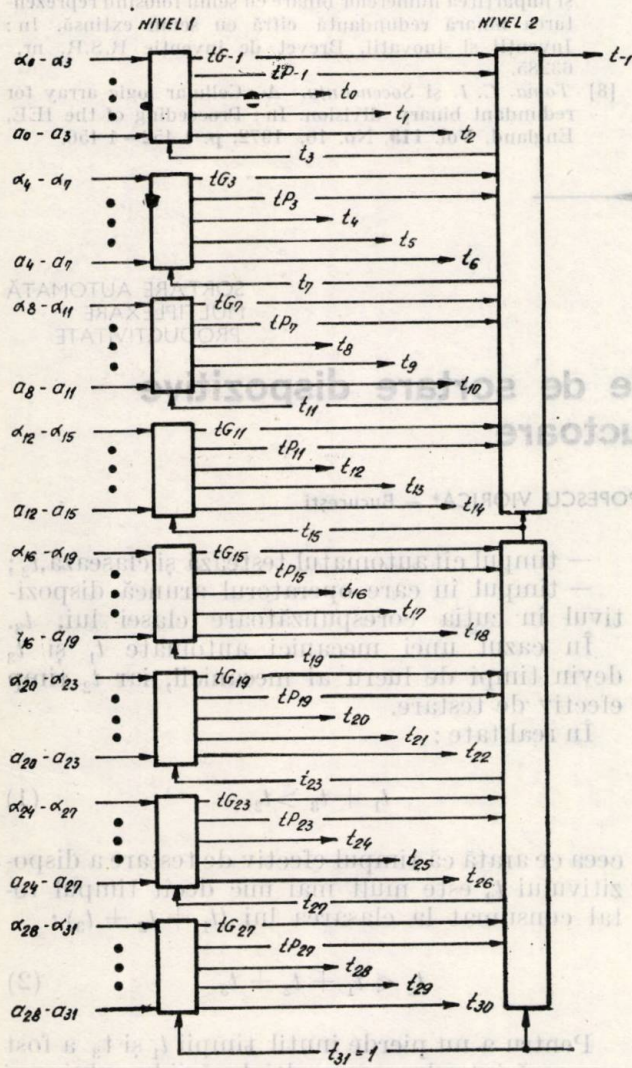


Fig. 5

La nivelul al doilea de formare a cifrelor de transport se realizează un transport simultan între ultimele patru grupuri din primul nivel de formare a cifrelor de transport, urmat de un transport simultan între primele patru grupuri din primul nivel de formare a cifrelor de transport. Pentru a obține funcțiile logice care definesc funcționarea celor două grupuri trebuie înlocuit în relațiile (9) pe i cu valorile 31 și 15, cu observația că $t_{31} = 1$:

Schema-bloc prezentată în figura 5 asigură obținerea tuturor cifrelor de transport după efectuarea celor patru etape descrise în tabelul 2. În același tabel sînt înscrise timpul necesar și echipamentul folosit pentru obținerea tuturor cifrelor de transport, în cazul în care schema logică de transfer simultan al cifrei de transport este realizată cu circuite logice ȘI-NU și

Tabelul 2

Etapă	Operația efectuată	Timpul necesar	Echipamentul folosit
1	Sînt obținute la nivelul 1 toate semnalele tG_{i-4} și tP_{i-4} din intrările α_i și a_i . Din exterior se asigură ca $t_{31} = 1$.	3τ	88 circuite logice ȘI-NU
2	Sînt obținute la nivelul 2 semnalele t_{15} , t_{19} , t_{23} și t_{27} din intrările $t_{31} = 1$, tP_{i-4} și tG_{i-4} , unde $i = 31, 27, 23$ și 19.	2τ	17 circuite logice ȘI-NU 1 circuit logic ȘI-SA-NU
3	Sînt obținute la nivelul 2 semnalele t_{-1} , t_3 , t_7 și t_{11} din intrările t_{15} , tP_{i-4} și tG_{i-4} unde $i = 15, 11, 7$ și 3.	2τ	17 circuite logice ȘI-NU 1 circuit logic ȘI-SA-NU
4	Sînt obținute la nivelul 1 toate transporturile t_i .	2τ	88 circuite logice ȘI-NU 8 circuite logice ȘI-SA-NU
TOTAL:		9τ	210 circuite logice ȘI-NU 10 circuite logice ȘI-SA-NU

ȘI—SAU—NU integrate de tipul TTL, pentru care timpul de răspuns mediu s-a notat cu τ . Din momentul în care se obțin toate cifrele de transport este necesar un timp egal cu 2τ până se obține la ieșire rezultatul convertit în forma complement față de doi, conform cu funcția logică (7).

În concluzie, timpul necesar convertirii rezultatului în forma neredundantă — complement față de doi este egal cu 11τ . Echipamentul folosit în acest scop este format din 242 circuite logice ȘI—NU și 42 circuite logice ȘI—SAU—NU.

4. Concluzii

Elaborarea reprezentării binare redundante de tipul cifră cu semn extinsă asigură lărgirea domeniului de folosire a sumatorului cu evitarea propagării transportului prin faptul că datele din memoria calculatorului, reprezentate în virgulă fixă și complement față de doi, pot fi aplicate direct la intrările lui.

Reprezentarea binară redundată de tipul cifră cu semn extinsă stă la baza structurilor logice celulare specializate în efectuarea operațiilor de înmulțire și împărțire elaborate de autor [5—8].

Bibliografie

- [1] Rochatsch, F. A. A study of transformations applicable to the development of limited carry-borrow propagation adders. Teză de doctorat, Department of Computer Science, University of Illinois, Urbana, U.S.A., Report No. 226, 1967.
- [2] Robertson, J. E. A deterministic procedure for the design of carry-save adders and borrow-save subtractors. Department of Computer Science, University of Illinois, Urbana, U.S.A., Report, No. 235, 1967.
- [3] Toma, C. I. Structuri logice celulare specialitate pentru înmulțirea și împărțirea numerelor binare cu semn avind la bază reprezentarea numerică redundată de tipul cifră cu semn extinsă. Teză de doctorat, Institutul politehnic București, 1976.
- [4] Atkins, D. E. Design of the arithmetic units of ILLIAC III: Use of redundancy and higher radix methods. In: IEEE Transactions on Computers, Vol. C—19, No. 8, 1970, p. 720—733.
- [5] Toma, C. I. Structuri logice celulare pentru înmulțirea numerelor binare cu semn folosind reprezentarea binară redundată cifră cu semn extinsă. In: Invenții și inovații, vol. XIII, nr. 1, 1978, p. 13—17.
- [6] Toma, C. I. Structură logică celulară pentru înmulțirea numerelor binare cu semn folosind reprezentarea binară redundată cifră cu semn extinsă. In: Invenții și inovații, vol. XIII nr. 3, 1978.
- [7] Toma, C. I. Structură logică celulară pentru înmulțirea și împărțirea numerelor binare cu semn folosind reprezentarea binară redundată cifră cu semn extinsă. In: Invenții și inovații, Brevet de invenție R.S.R. nr. 63285.
- [8] Toma, C. I. și Soceneanu, A. Cellular logic array for redundant binary division. In: Proceeding of the IEE, England, Vol. 119, No. 10, 1972, p. 1452—1456.

CZ 681.177

Multiplexarea în automatele de sortare dispozitive semiconductoare

POPESCU OVIDIU, BUȘE MARCU, POPESCU VIORICA* — București

Introducere

În etapa actuală de dezvoltare a industriei electronice românești, cind dispozitivele semiconductoare au devenit preponderente și cererea lor pe piață este din ce în ce mai mare, întreprinderile producătoare trebuie să facă față unor probleme dificile, legate de testarea și clasarea unei cantități de dispozitive, care depășește cifra milioanei pe an. Problema s-a rezolvat prin introducerea sortatoarelor automate care, în funcție de gradul lor de evoluție, sînt mai mult sau mai puțin productive.

Durata sortării unui singur dispozitiv este compusă din trei timpi distincti:

— timpul în care operatorul introduce dispozitivul în soclu și dă comandă să se înceapă măsurătoarea, t_1 ;

— timpul cît automatul testează și clasează, t_2 ;

— timpul în care operatorul aruncă dispozitivul în cutia corespunzătoare clasei lui, t_3 .

În cazul unei mecanici automate t_1 și t_3 devin timpi de lucru ai mecanicii, iar t_2 timp efectiv de testare.

În realitate:

$$t_1 + t_3 > t_2, \quad (1)$$

ceea ce arată că timpul efectiv de testare a dispozitivului t_2 este mult mai mic decît timpul total consumat la clasarea lui ($t_1 + t_2 + t_3$):

$$t_2 \ll t_1 + t_2 + t_3. \quad (2)$$

Pentru a nu pierde inutil timpii t_1 și t_3 a fost necesară introducerea multiplexării lucrului mai multor posturi de testare. Aceste posturi meca-

* Ing. Popescu, O. și ing. Bușe, M. sînt cercetători științifici, iar Popescu, V. este inginer electronist la I.C.C.E.-București.

nice, manuale sau automate, au acces la aceeași electronică de testare. În timp ce electronica de testare măsoară dispozitivul de pe un post mecanic, pe celelalte se clasează sau se introduc dispozitivele în capetele de test spre a fi testate. Astfel, tot timpul de exploatare a electronicii de testare este consumat numai pentru testarea efectivă a dispozitivelor (fig. 1).

Pentru ușurința exemplificării s-au presupus $t_1 = t_2 = t_3$.

În realitate, pentru testarea cu posturi mecanice manuale :

$$t_2 \ll t_1 + t_3, \quad (3)$$

iar pentru testarea cu posturi mecanice automate :

$$t_2 \lesssim t_1 + t_3. \quad (4)$$

Se observă că, pentru testarea cu mecanici automate, multiplexarea a două, maximum trei mecanici este suficientă, însă în cazul posturilor mecanice manuale se poate ajunge până la multiplexarea a cinci sau chiar șase posturi.

Din figura 1 se observă că tot timpul de lucru al sortatorului se compune numai din timpi t_2 .

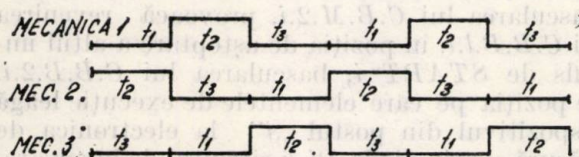


Fig. 1

Pentru rezolvarea problemei multiplexării în sortarea automată a dispozitivelor semiconductoare s-a imaginat o logică de multiplexare, prezentată în cele ce urmează.

1. Condițiile de funcționare a logicii de multiplexare

Pentru ca logica de multiplexare să funcționeze corect, trebuie îndeplinite următoarele condiții :

a — semnalele de START „i” (fig. 2), date de oricare dintre posturile mecanice pentru a inițializa măsurătoarea dispozitivului propriu, nu trebuie să întrerupă măsurătoarea unui dispozitiv, declanșată anterior, însă trebuie memorată și luată în considerație imediat după terminarea ei ;

b — la sfârșitul măsurătorii dispozitivului testat la un post de măsură trebuie generat un impuls, care să dirijeze înscrierea rezultatului măsurătorii pe elementele de clasare a postului care a lucrat (ÎNSCRIE „i”, fig. 2) ;

c — înscrierea în elementele de clasare a postului mecanic „i”, nu trebuie să șteargă sau să modifice rezultatele înscrise în elementele de clasare a celorlalte posturi mecanice ;

d — în tot timpul cât se face măsurătoarea pe un post de măsură, trebuie comandate elementele (în general relee) care cuplează dispozitivul în cauză la electronica de măsură a sortatorului (MĂSOARĂ „i”, fig. 2) ;

e — când un dispozitiv de măsurat a fost cuplat la electronica de măsură a sortatorului, logica de multiplexare generează un impuls,

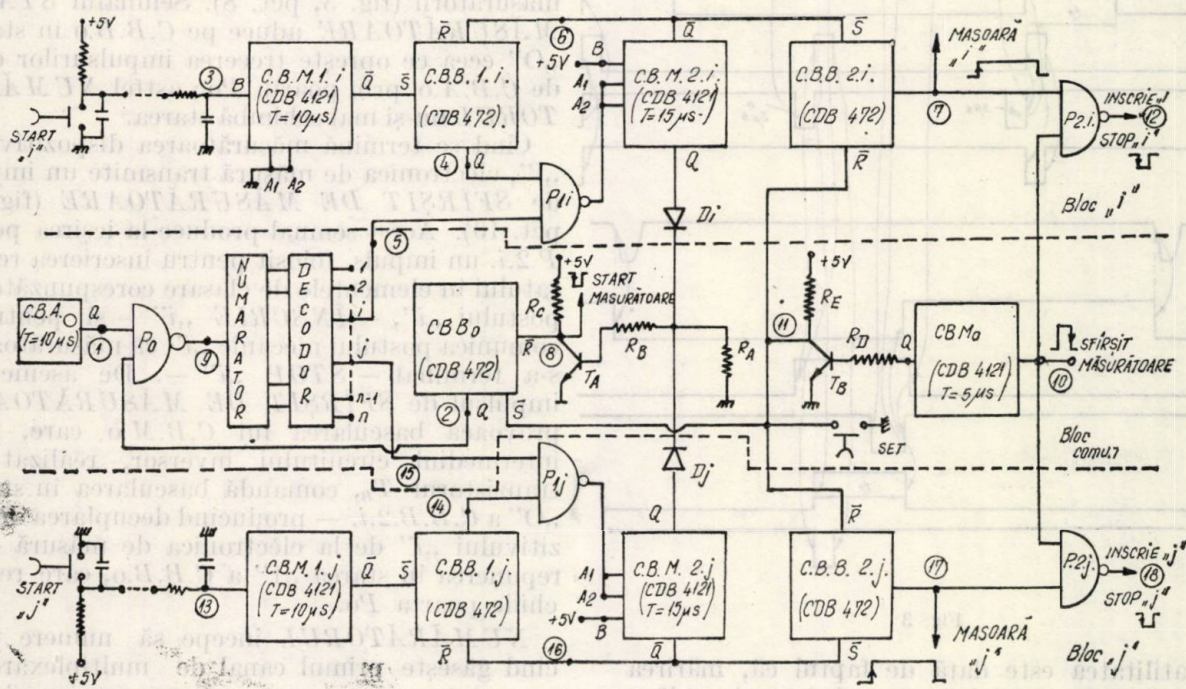


Fig. 2

care comandă logicii de măsură a automatului să înceapă măsurătoarea (*START MĂSURĂTOARE*, fig. 2);

f — în cazul lucrului cu posturi mecanice automate, după ce s-a sfârșit măsurătoarea unui dispozitiv, mecanica respectivă trebuie să primească un impuls de sfârșit de măsurătoare (*STOP „i”*, fig. 2) care să o comande, să claseze și să aducă alt dispozitiv în capul de test.

2. Schema electrică și funcționarea logicii de multiplexare

Schema electrică a logicii de multiplexare este prezentată în figura 2, iar formele de undă și legăturile cauzale care-i explică funcționarea, în figura 3, se observă organizarea ei: un *Bloc comun* și *n* canale multiplexate notate — *Bloc i*.

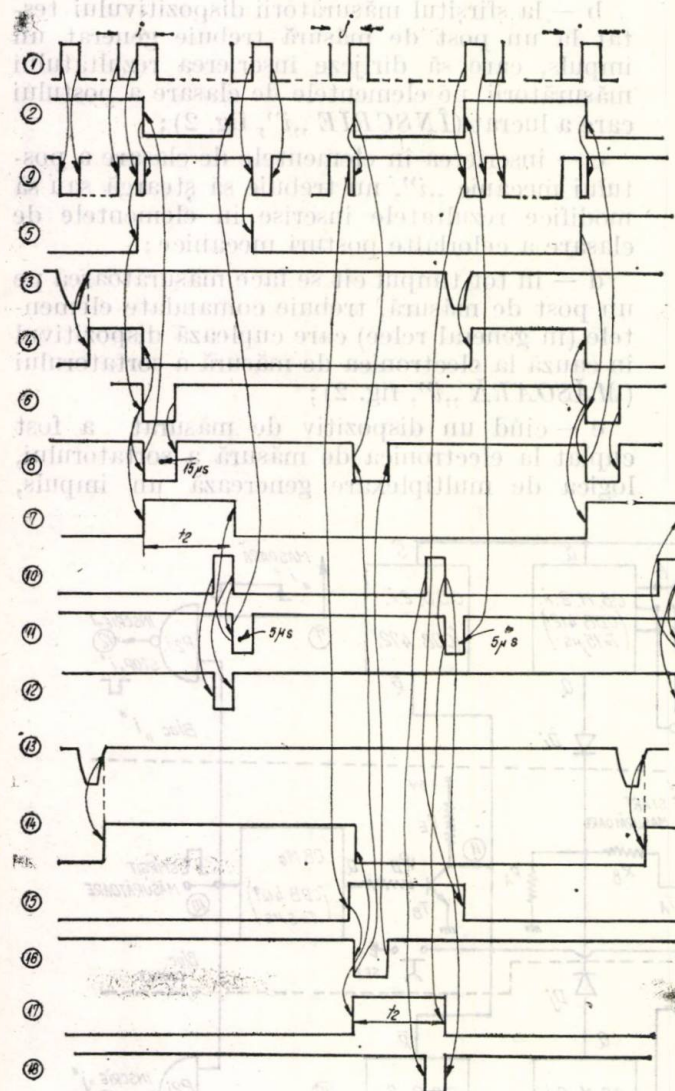


Fig. 3

Versatilitatea este dată de faptul că, mărirea capacității de multiplexare se obține prin adăugarea de canale multiplexate de tipul — *Bloc i* —

de asemenea, trebuie crescută corespunzător capacitatea de numărare a *NUMĂRĂTORULUI* și *DECODORULUI* (fig. 2).

Pentru cazul $n \leq 10$, *NUMĂRĂTORUL* poate fi un circuit integrat CDB 490, iar *DECODORUL* un circuit CDB 442, ieșirile lui comandând etaje de inversare cu un tranzistor de tipul BC170B.

Semnalele *START i, j* sînt comenzile posturilor mecanice de măsură spre logica de multiplexare; circuitele basculante monostabile, *C.B.M.l.i.* și *C.B.M.l.j.*, formează aceste impulsuri, care pot suferi ca fronturi și nivele, datorită transmiterii lor pe cablurile de legătură dintre posturile mecanice și electronică.

Circuitele basculante bistabile, *C.B.B.l.i.* și *C.B.B.l.j.*, memorează impulsurile de start pînă la începerea testării dispozitivului corespunzător lor.

Dacă *C.B.B.* o este în starea „l” (eventual adus în această stare la o acționare pe butonul *SET*) impulsurile date de circuitul basculant astabil *C.B.A.o* trec prin poarta *Po* spre intrarea *NUMĂRĂTORULUI*. Cînd se ajunge ca ieșirea *i* din decodor să aibă potențial pozitiv, poarta *P_i* (dacă înainte de acest moment *C.B.B.l.i.* memorase pe ieșirea sa un impuls de *START i*) comandă *C.B.M.2.i.* să basculeze. Bascuarea lui *C.B.M.2.i.* provoacă revenirea lui *C.B.B.l.i.* în poziția de așteptare a altui impuls de *START i*, bascuarea lui *C.B.B.2.i.* pe poziția pe care elementele de execuție leagă dispozitivul din postul „i” la electronica de măsură și prin dioda *Di* și circuitul de inversare, cu tranzistorul *T_A*, creează semnalul *START MĂSURĂTOARE*, care produce declanșarea măsurătorii (fig. 3, pct. 8). Semnalul *START MĂSURĂTOARE* aduce pe *C.B.B.o* în starea „O” ceea ce oprește trecerea impulsurilor date de *C.B.A.o* prin poarta *Po*; astfel *NUMĂRĂTORUL* nu-și mai schimbă starea.

Cînd se termină măsurătoarea dispozitivului „i”, electronica de măsură transmite un impuls de *SFÎRȘIT DE MĂSURĂTOARE* (fig. 3, pct. 10). Acest semnal produce la ieșirea porții *P.2.i.* un impuls folosit pentru înscrierea rezultatului în elementele de clasare corespunzătoare postului „i”, — *ÎNSCRIE „i”* — și pentru a comunica postului mecanic „i” că măsurătoarea s-a terminat — *STOP „i”* —. De asemenea, impulsul de *SFÎRȘIT DE MĂSURĂTOARE* provoacă bascuarea lui *C.B.M.o* care, prin intermediul circuitului inversor, realizat cu tranzistorul *T_B*, comandă bascuarea în starea „O” a *C.B.B.2.i.* — producînd decuplarea dispozitivului „i” de la electronica de măsură — și repunerea în starea „1” a *C.B.B.o*, care redeschide poarta *Po*.

NUMĂRĂTORUL începe să numere pînă cînd găsește primul canal de multiplexare pe care, între timp, s-a memorat un impuls de *START „j”*.

Acum procesul se repetă pentru canalul j .

3. Concluzii

Datorită aportului său valoros la creșterea vitezei de testare a automatelor de sortare a dispozitivelor semiconductoare, multiplexarea a fost însoțită de toate firmele producătoare de sisteme de testare automate, cu tradiție ca: FAIRCHILD, LORLIN, TERADYNE, KOKUYO.

Pentru testarea automată cu un singur post mecanic manual a unui tranzistor la care se măsoară 20 de parametri, viteza de testare este aproximativ 1 600 tranzistoare testate pe oră;

dacă se folosește multiplexarea a cinci posturi manuale, viteza de lucru ajunge la 7 000—7 500 tranzistori testați pe oră.

Necesitatea multiplexării devine, deci, iminentă acolo unde, pentru a putea face față unei producții mari, este necesar să se economisească timp prețios.

Bibliografie

- [1] Morris, R. L. și Miller, J. R. Proiectarea cu circuite integrate TTL. București, Editura tehnică, 1974.
- [2] Circuits intégrés TTL — Sescosem — 1971.
- [3] Vălășescu, A., ș.a. Dispozitive semiconductoare. Manual de utilizare, București, Editura tehnică, 1975.

CZ 681.31

Criterii de selecție a perifericelor pentru calculatoare și minicalculatoare

DANIEL DRAGOȘ și PETRU CIUREANU* — București

1. Introducere

Puterea și eficiența sistemelor de calcul depind de: puterea de calcul internă, viteza canalelor de intrare-ieșire a datelor, gama și performanțele echipamentelor periferice și terminale, calitatea programelor de bază și aplicative, fiabilitatea hardware și software, calificarea analiștilor și programatorilor și de pregătirea personalului de întreținere. Utilizatorul este interesat în achiziționarea unui sistem de calcul, calculator sau minicalculator, în scopul rezolvării unor probleme specifice ramurii de activitate din care face parte: conducerea, planificarea și organizarea producției și economiei, supravegherea și conducerea proceselor industriale, calcul tehnico-științific, aplicații în medicină, învățămînt etc. Există tendința de a privi puterea unui sistem de calcul numai sub aspectul puterii sale interne, care, de regulă, se dă prin viteza de calcul a unității centrale sau prin valorile mixurilor științifice Gibson, WSP [1], a mixului de gestiune sau a mixului de conducere a proceselor. Această abordare este incompletă, întrucît puterea generală a sistemului de calcul depinde în mare măsură de viteza de introducere și extragere a datelor, iar în cazul aplicațiilor moderne, pe bază de bănci de date

SISTEME DE CALCUL
ECHIPAMENTE PERIFERICE
MEMORII EXTERNE

sau aplicații tranzacționale, aceasta depinde și mai mult de capacitatea, viteza de transfer și timpii de acces la memoriile externe.

La selectarea echipamentelor periferice pentru calculatoare și minicalculatoare se iau în considerație atît criteriile tehnice, cît și criteriile economice și de piață. Criteriile tehnice de selecție a perifericelor pentru calculatoarele mici, medii, medii-mari, mari și supercalculatoare au în vedere performanțe tehnice ridicate, fiabilitate mare, posibilități de autodiagnosticare și utilizarea de unități de legătură complexe. Performanțele tehnice ridicate includ viteze mari de transfer de date, de introducere/extragere de date, de manipulare, ca și detecție și corecție de erori automate. Pentru a nu se limita puterea de calcul a unității centrale, în unitățile de legătură se prevăd posibilități de autodiagnosticare a defectelor. Unitatea de legătură preia de la unitatea centrală și o serie de operații de intrare/ieșire, sortare și manipulare de date. Toate aceste performanțe tehnice, caracteristice echipamentelor periferice moderne, fac să crească ponderea acestora în costul total al sistemului de calcul. Criteriile de selecție a perifericelor pentru minicalculatoare au în vedere un preț de cost cît mai scăzut, o fiabilitate cît mai mare, dimensiuni de gabarit mici, unități de legătură simple, toleranță mare față de mediul ambiant.

* Ing. Dragoș, D. este cercetător științific principal, iar ing. Ciureanu, P. cercetător științific la I.T.C. — București.

2. Echipamente periferice pentru calculatoare

Creșterea continuă a performanțelor și complexitatea actuală a sistemelor de calculatoare depinde nu numai de utilizarea de componente mai rapide, ci și de adoptarea de noi soluții pentru arhitectura de sistem. Microprogramarea crește flexibilitatea setului de instrucțiuni. Utilizarea de microprocesoare face posibilă o reconfigurare dinamică a sistemului [2]. Echipamentele periferice aferente acestor sisteme mari de calcul înglobează tehnologii electronice și electromecanice avansate. Din acest motiv, piața acestor periferice este accesibilă numai anumitor producători, avansați tehnologic, capabili de eforturi umane și materiale mari și de investiții importante pentru elaborare și producție. Tendința actuală este de a se îmbunătăți continuu caracteristicile tehnice, elementul performanță fiind preponderent față de costul sistemului.

Astfel, unitățile de discuri de înaltă performanță au capacități între 100 și 300 MO, densități de înregistrare între 4 040 și 6 000 biți/in, timp mediu de acces între 30 și 50 ms, viteză de transfer a datelor între 806 KO/s și 4,84MO/s. Unitățile de bandă magnetică au viteze de până la 200 in/s, densități de înregistrare de 6 250 biți/in, viteze de transfer a datelor de 1,25MO/s și utilizează cabestan vacuumatic, ghidaje pneumatice, tahogeneratoare optice, cap magnetic retractabil. Bibliotecile de cartușe de

bandă magnetică asigură înmagazinarea on-line a miliarde de octeți de date. Imprimantele linie cu impact au viteze de imprimare între 300 și 900 linii/min, imprimantele ultrarapide au viteze între 1 200 și 2 500 linii/min, iar cele fără impact (electrostatice, magnetice, termice sau cu jet de cerneală) ajungând până la 13 000 linii/min. Echipamentele de cartele perforate utilizează cartele de 96 de coloane, de format mai mic și densitate mai mare a informației; viteza de perforare ajungând la 2 000 cartele/min. În funcție de necesitățile utilizatorului, sistemele sunt echipate cu dispozitive de afișaj cu tub catodic sau cu plasmă, alfanumerice și vectoriale, sau cu terminale cu ieșire grafică cu creion luminos (digigraf).

În viitorul apropiat, performanțele acestor echipamente periferice se vor îmbunătăți considerabil [2]. Se estimează că, după anul 1980, unitățile de discuri magnetice vor avea capacități de 800 MO, viteze de transfer a datelor de peste 10 MO/s, timpi de acces de 20 ms. Unitățile de benzi magnetice vor avea viteze de 200 in/s densități de înregistrare de 12 000 biți/in, viteze de transfer de date de 2,5 MO/s. Se dezvoltă continuu alte tehnici de înregistrare a datelor ca: memorii cu bule (bubble memories), dispozitive cuplate prin sarcină (CCD), memorii magneto-optice, electroacustice sau holografice. La afișaj se vor utiliza panouri cu cristale lichide sau panouri feroelectrice.

În tabelul 1 sunt prezentate principalele criterii tehnice și economice de selecție a perifericelor pentru sistemele de calculatoare.

Tabelul 1

Nr. crt.	Echipamentul periferic	Cost/octet, cenți	Capacitate, octeți	Viteză transfer, octeți/s	Timp acces
1	Imprimantă ultrarapidă (o pagină)	0,0004	2 500	150	30 s
2	Imprimantă fără impact (o pagină)	0,0003	2 500	1 500	3 s
3	Cartele perforate (96 coloane, 2 250 cart/min)	0,0008	96	3 600	40 s
4	Unitate de discuri magnetice amovibile	0,0667	150 000 000	1 200 000	30 ms
5	Unitate de discuri magnetice modulare	0,0715	280 000 000	880 000	25 ms
6	Unitate de discuri de mare capacitate	0,0677	300 000 000	4 840 000	50 ms
7	Unitate de discuri de înaltă performanță	0,0750	200 000 000	806 000	30 ms
8	Unitate de bandă magnetică (1 600 b/in, 125 in/s)	0,1900	45 000 000	200 000	23 s
9	Unitate de bandă magnetică (6 250 b/in, 200 in/s)	0,0722	180 000 000	1 250 000	12 s
10	Memorie cu bule (bubble memory)	—	10 000 000 000 b/in ²	mare	5 ms
11	Memorie de volum (bulk memory)	—	1 000 000 000 000 b/in ³	mică	mare

3. Echipamente periferice pentru minicalculatoare

În ultimul timp, se constată o dezvoltare vertiginoasă a minicalculatoarelor, care reprezintă sectorul de piață cel mai rapid crescător din

industria de calcul, ca varietate de tipuri, număr de unități și aplicații [3]. Sistemele de minicalculatoare sunt simple, necesitând investiții, eforturi umane și materiale reduse. Din cauza reducerii costului unității centrale,

ponderea echipamentelor periferice în prețul întregului sistem devine foarte importantă. Tendința actuală este de a se reduce prețul echipamentelor periferice, elementul cost fiind preponderent în raport cu performanțele sistemului.

Utilizatorii de minicalculatoare sînt, în general, întreprinderi mici și foarte mici. Din acest motiv, sistemele de minicalculatoare trebuie să fie ieftine, compacte, să nu necesite spații mari în exploatare sau amenajări de mediu ambiant (aer condiționat etc.). Personalul de exploatare și întreținere din aceste întreprinderi fiind, în general, mai puțin calificat și redus ca număr, echipamentele periferice trebuie să fie foarte fiabile, simple în utilizare și ușor de depanat. Unitatea de comandă și unitățile de legătură trebuie să fie, de asemenea, cît mai puțin sofisticate.

Aceste cerințe fiind îndeplinite, echipamentele periferice selectate, pentru minicalculatorul respectiv, trebuie să aibe performanțe corespunzătoare necesităților utilizatorului. În general, performanțele care în trecut corespundeau echipamentelor periferice utilizate la sistemele de calculatoare, corespund acum perifericelor pentru minicalculatoare. Astfel, pentru minicalculatoare, unitățile de discuri magnetice amovibile și încasetate au capacități de pînă la 58 MO, densități de înregistrare de pînă la 2 200 biți/in și viteze de transfer a datelor de pînă la 2,5 MO/s. Unitățile de benzi magnetice au viteze de derulare de pînă la 125 in/s, densități de înregistrare de pînă la 1 600 biți/in și viteze de transfer a datelor de pînă la 200 KO/s. Imprimantele matriceale au viteze de imprimare de pînă la 125 de linii/min, iar cele paralele de pînă la 400 linii/min. Echipamentele de cartele perforate au viteze de pînă la 600 cartele pe minut, iar cele de bandă perforată de pînă la 1 200 caractere pe secundă. Se utilizează din ce în ce mai mult dispozitive de afișare cu tub catodic și cu plasmă.

Pentru minicalculatoarele de înaltă performanță, selecția perifericelor are în vedere echipamentele cele mai perfecționate. Astfel, memoriile externe pe bandă magnetică utilizează ghidaje ceramice de precizie mare și fiabilitate înaltă, cabestane cu vacuum, care asigură un contact perfect al suportului magnetic și reduc frecările, tahogeneratoare optice, bucle tampon suplimentare. În plus, aceste deruloare sînt prevăzute cu încărcare automată și cu inel de încărcare pentru rola de bandă, toate acestea pentru a se asigura fiabilitatea și simplitatea în utilizare, necesare în exploatare. Imprimantele utilizate sînt de tipul fără impact, cu viteze de imprimare și fiabilitate mai mari decît la imprimantele cu impact. Aceste imprimante sînt însă mai scumpe și generează o singură copie, fiind preferabile pentru operațiile rapide și silențioase.

Pentru minicalculatoarele cu performanțe medii, selecția perifericelor are în vedere echipamentele cu preț de cost mai scăzut [4]. Astfel, se utilizează, în general, imprimante cu impact, serie sau paralel. Viteza de imprimare a imprimantelor serie ajunge la 300 caractere/s, cele paralele avînd o viteză intermediară de pînă la 600 linii/min. Minidiscurile magnetice sînt versiuni de capacitate mai scăzută a unităților de discuri utilizate la sistemele de calculatoare. Cel mai simplu periferic de acest gen are un singur disc și capete magnetice fixe. Configurațiile pentru minicalculatoare combină un disc fix cu unul amovibil, capacitatea de stocare a datelor depășind 10 MO. Unitățile mari de discuri pot fi utilizate, dar sînt prea scumpe pentru aplicațiile minicalculatoarelor și oferă o capacitate mai mare decît este necesar. Discurile flexibile au fost dezvoltate special pentru minicalculatoare, avînd în vedere prețul lor scăzut, capacitatea și viteza de transfer a datelor mai mică decît la unitățile de discuri clasice. Casele magnetice reprezintă cel mai ieftin mediu de înregistrare a datelor, dar au timpul de acces relativ mare și fiabilitatea mai scăzută. Cartușul magnetic (cartridge), cu o capacitate mai mare, timp de acces mai mic și fiabilitate mult mai mare decît caseta, reprezintă memoria pe bandă magnetică tipică pentru aplicațiile digitale ale minicalculatoarelor.

În tabelul 2 sînt prezentate principalele criterii de selecție a echipamentelor periferice pentru minicalculatoare. Avînd în vedere atît prețul de cost pe bit, cît și capacitatea, viteza de transfer și timpul de acces tipice, utilizatorul își selectează perifericele necesare sistemului de minicalculator, conform aplicațiilor sale specifice.

4. Memorii externe pentru minicalculatoare

Memoriile externe pentru minicalculatoare utilizează, în special, casete și cartușe magnetice și discuri flexibile. Banda magnetică este un mediu de înregistrare ideal [5], putînd stoca un volum enorm de date la un preț de cost foarte scăzut. Alte avantaje sînt ușurința de ștergere și corecție, reutilizarea, remanența mare, viteza mare de transfer a datelor și fiabilitatea compatibilă cerințelor minicalculatoarelor moderne. Principalul dezavantaj constă în timpul mare de acces, datorită caracterului serial al înregistrării. Alte dezavantaje sînt sensibilitatea la impurități, la temperatură ridicată și la cîmp magnetic extern.

Caseta magnetică de 1/8 inch stochează o cantitate mare de date (pînă la 5 MO) și este foarte ieftină. Este utilizată în special la colectarea automată de date, fiind adecvată exploatării în mediul ambiant dificil. Dispozitivul de antrenare poate fi cu un cabestan,

Tabelul 2

Nr. crt.	Echipamentul periferic	Cost/octet, cenți	Capacitate, octeți,	Viteză transfer, octeți/s	Timp acces
1	Imprimantă (o pagină, distanță la un rind)	0,0005	2 000	15	300 s
2	Cartele perforate (80 coloane, 600 cart/min)	0,0010	80	800	150 s
3	Bandă perforată (rolă de 350 m, traseu în Z)	0,0030	120 000	30...120	500 s
4	Cartele magnetice	0,0080	5 000	200	10 s
5	Casetă magnetică (format incremental, 88 m)	0,0021	360 000	3 600	20...100 s
6	Casetă magnetică (format în blocuri, 88m)	0,0014	540 000	3 600	20...100 s
7	Minicasetă magnetică (format în blocuri, 15 m)	0,0060	64 000	200	150...320 s
8	Disc flexibil (77 piste, o singură față)	0,0020	240 000	31 250	20 ms p-p
9	Disc flexibil (77 piste, ambele fețe)	0,0014	480 000	31 250	20 ms p-p
10	Cartuș magnetic (format în blocuri, 90 m)	0,0009	2 160 000	6 000	20...60 s
11	Minicartuș magnetic (format în blocuri, 45 m)	0,0055	270 000	4 000	15 s
12	Unitate de bandă magnetică (1 600 b/in, 75 in/s)	0,0165	45 000 000	120 000	38 s
13	Unitate de discuri magnetice încasetate	0,0450	10 000 000	156 000	40 ms
14	Unitate de discuri magnetice cu capete fixe	0,0500	12 000 000	312 500	65 ms

două cabestane sau cu comandă rolă la rolă. Ultimul este cel mai simplu mecanism, dar introduce o variație neliniară a vitezei de derulare. Din acest motiv, densitatea de înregistrare și capacitatea se reduc cu 40% față de valorile maxime, obținute pentru viteză liniară minimă a benzii. Pentru a se menține viteza de derulare liniară se poate utiliza o pistă preînregistrată de sincronizare, dar se pierde din capacitatea totală a casetei, apărând și necesitatea de circuite suplimentare. Altă metodă de liniarizare a vitezei este utilizarea unui servosistem de reglaj a vitezelor rolor, care compară tensiunile electromotoare ale motoarelor sau vitezele instantanee ale benzii. Timpul de acces este limitat datorită servosistemelor de comandă a mișcării, care ar deveni prea complicate și limitărilor mecanice introduse de sistemul de ghidare. În plus, cutia casetei conține multe elemente mecanice, lucru care îi reduce fiabilitatea. Minicasetă este mai compactă și mai ieftină decât caseta standard, dar are o capacitate de stocare a datelor mai mică. Banda magnetică având o treime din lățime, minicasetă înmagazinează numai 20% din datele de pe o casetă standard.

Cartușul magnetic de 1/4 inch are o capacitate de patru ori mai mare decât caseta, acces, transfer și fiabilitate mult superioare. Protecția față de mediu este mult mai bună, existând o fantă de acces a capului de scriere/citire, care se deschide numai la introducerea cartușului în dispozitivul de antrenare. Datorită platinei, a axelor de oțel și a dispozitivului de derulare prin fricțiune, viteza de derulare poate ajunge la 90 in/s., fiind comparabilă cu viteza unităților mari de bandă magnetică. Față de caseta magnetică, care necesită cel puțin două

motoare, dispozitivul de antrenare a cartușului, utilizează un singur motor, cureaua din material plastic din interiorul cutiei asigurând tensionarea benzii magnetice. Cartușul costă de două sau trei ori mai mult decât o casetă sau un disc flexibil, dar costul pe bit este mai scăzut datorită capacității de înregistrare mult mai mari. Minicartușul magnetic cu o singură rolă este mai compact și mai ieftin, dar costul pe bit înregistrat este mai ridicat decât la cartușul standard. În ultima vreme au apărut cartușe magnetice cu densități de înregistrare de 6 400 biți/in sau chiar mai mari. Aceste echipamente pot fi utilizate ca memorii externe la minicalculatoarele de înaltă performanță, având în vedere că viteza de transfer a datelor este perfect comparabilă cu ratele de transfer cerute de aceste sisteme de calcul.

Criteriile de selecție a memoriei pe bandă magnetică pentru minicalculatoare deja prezentate, au în vedere prețul de cost al perifericului, costul pe octet înregistrat, capacitatea și viteza de transfer. Alte criterii sînt fricțiunea benzii, care afectează dinamica mecanismului, uzura benzii, care se mărește la creșterea vitezei de antrenare, posibilitățile de cuplare la un sistem, utilizarea de capete duale, pentru a se reduce erorile, complexitatea mecanică a mecanismului de derulare, mediul ambiant al utilizatorului. Casetele cu format de înregistrare incremental sînt ideale pentru situațiile cînd datele la intrare apar lent și neregulat, ca în transmisiile de date. Există tendința de a se înlocui aceste periferice cu echipamente de bandă perforată, care prezintă o ușurință mai mare la editare și corecție. La antrenarea cu un cabestan, viteza benzii este liniar constantă, dar diametrul mic al cabestanului mărește uzura benzii datorită alunecărilor. La antrenarea cu role presoare se obține un răspuns

tranzitoriu foarte bun, fiind necesare o viteză constantă a benzii și motoare cu inerție mică, comandate simplu. Uzura benzii crește datorită regimului de start/stop rapid în care lucrează aceste casete. Pentru antrenarea rolă la rolă, regimul de start/stop este mai lent, banda nu este atît de solicitată, dar complexitatea și prețul de cost ale mecanismului sînt mai mari. Creșterea vitezei de scriere/citire reduce timpul de acces, dar semnalul la ieșire prezintă zgomote, datorită perturbațiilor mecanismului. Fiabilitatea, unul din cele mai importante criterii de selecție, caracterizată de 4 000 ore MTBF la unitățile de bandă magnetică, este mult crescută la casete. Astfel, la cartușul cu rolă presoare, timpul mediu între defecte este de cîteva mii de ore, de zece ori mai mare decît la casetele rolă la rolă. Erorile la ieșire sînt estimate între 1 la 10^7 pînă la 1 la 10^9 biți. Ciodurile de detecție și corecție de erori cresc fiabilitatea la citire, dar creșterea vitezei de derulare micșorează fiabilitatea generală.

Memoria pe disc magnetic este intermediară, ca preț și performanțe, între memoria ieftină și cu timp de acces mare a benzii magnetice și memoria cu ferite [6]. Unitățile de discuri reprezintă o metodă economică de extindere a capacității memoriei minicalculatorului. Prin înlocuirea discului metalic rigid cu un disc din mylar, pe care se aplică oxidul de fier, a fost creat discul flexibil, replica casetei magnetice în categoria perifericelor pentru minicalculatoare. La primele tipuri, capul magnetic era în contact fizic cu mediul de înregistrare în timpul operației de scriere/citire, exact ca la banda magnetică. Din cauza vitezei mici de rotație, de 90 pînă la 150 rot/min, capacitatea acestor discuri era limitată, iar timpul de acces mare. Avantajul acestui tip de disc era prețul de cost scăzut. O a doua generație de discuri flexibile au capul magnetic alunecînd pe pernă de aer, caracteristică a unităților mari de disc magnetic. Poziționarea capului se face prin intermediul unui motor liniar. Performanțele acestui tip de disc cresc, prețul de cost rămînînd în limite rezonabile pentru minicalculatoare. Astfel, capacitatea pe o pistă ajunge la 2,8 KO, capacitatea globală pentru 64 de piste fiind de 180 KO. Viteza de transfer a datelor este de 4,22 KO/s la viteza de 90 rot/min. Densitatea de înregistrare ajunge la 1 765 biți/in. Fiabilitatea unităților de discuri mari are timpul mediu între defecte MTBF cuprins între 2 000 și 10 000 ore, iar timpul mediu de reparare cuprins între 1/2 și 2 ore, discurile cu capete fixe fiind mai fiabile decît cele cu capete mobile. Discurile flexibile cu contact cap-mediul magnetic au o fiabilitate mai scăzută, datorită regimului de lucru în start/stop, decît cele cu pernă de aer. La acestea din urmă, șocurile momentane datorate unui scurt contact între cap și disc pot distruge mediul magnetic. În

aprecierea fiabilității trebuie avut în vedere și așa-numita rată de erori software, care ajunge la 1 bit la 10^{10} , rata de erori hardware fiind de cîteva ordine de mărime mai mică. Discul flexibil prezintă avantajele unui timp de acces mai scăzut decît la casetă și cartuș, unei manibilități ridicate și a unui preț de cost scăzut. Capacitatea de stocare a crescut prin utilizarea ambelor fețe ale discului, densitatea de înregistrare s-a dublat, crescînd și densitatea de piste. Prin introducerea capetelor magnetice pe ambele fețe ale discului s-a micșorat și timpul mediu de acces. Dispozitivul de antrenare și unitatea de legătură sînt mai mari și mai complexe decît la casetă sau cartuș. În vederea reducerii prețului acestora, s-a anunțat apariția unui mini-disc flexibil, cu dispozitiv de antrenare avînd dimensiuni și preț comparabile cu cele ale casetei magnetice.

Vitezele de transfer al datelor celor trei dispozitive de memorie externă sînt suficiente pentru un minicalculator, unde viteza de introducere a datelor de la tastatură este mai mică de 15 caractere pe secundă, iar viteza de ieșire a datelor spre un dispozitiv de afișare cu tub catodic sau o imprimantă este mai mică de 1 200 baud, respectiv 120 caractere/s. În cazul culegerii automate de date, caseta magnetică este utilă în aplicații necesitînd capacitate mare de stocare și exploatare portabilă. Pentru aplicații necesitînd capacitate foarte mare, cel mai indicat este cartușul, iar pentru viteze de transfer înalte, discul flexibil. Casetă și cartușul magnetic se utilizează la sistemele de minicalculatoare pentru înmagazinarea on-line a unui volum mare de date, fiind echivalente unităților de bandă magnetică de la sistemele de calculatoare. Discul flexibil se utilizează în special pentru reactualizarea on-line a fișierelor mici, acolo unde capacitatea de stocare nu este o cerință principală.

5. Concluzii

Criteriile de selecție prezentate, caracterizează exact performanțele tehnico-economice ale echipamentelor periferice. În anumite cazuri, o configurație de înregistrare specifică poate modifica unul din parametri, criteriul respectiv devenind ambiguu. Astfel, în funcție de formatul înregistrării, criteriile vitezei de transfer și a capacității de stocare pot avea semnificații diferite în cazul benzilor magnetice. Viteza de transfer efectivă și capacitatea reală a rolei se obțin înmulțind viteza de derulare, respectiv lungimea benzii, cu factorii corespunzători combinațiilor de formate și lungimi de blocuri de date, prezentați în tabelul 3.

La estimarea cantitativă s-au considerat valori medii ale parametrilor, calitativ criteriile reprezentînd o opțiune fermă pentru un periferic sau altul din gama prezentată. Această

Tabelul 3

Lungime bloc, octeți	Format înregistrare/spațiu interbloc		
	800/0,6	1 600/0,6	6250/0,3
80	114,4	123,0	255,6
500	408,0	547,2	1 318,8
1 000	540,8	816,0	2 175,0
2 000	644,8	1 081,6	3 225,0
4 000	714,4	1 289,6	4 256,3

opțiune devine cu atât mai importantă cu cât, în condițiile avansului tehnologic rapid în microelectronică, ponderea valorică a unității centrale scade rapid în raport cu ponderea valorică a echipamentelor periferice, bazate în special pe mecanică. De alegerea corectă a perifericelor depinde exploatarea la posibilități maxime a sistemului respectiv de calcul. O unitate centrală de capacitate medie-mare, dotată cu periferice pentru minicalculatoare, nu reprezintă un sistem mediu-mare de calcul. Același lucru este valabil și pentru o unitate centrală de generația III, dotată cu echipamente periferice de generația a II-a.

În țara noastră, selecția echipamentelor periferice a devenit o problemă deosebit de actuală, în urma dezvoltării și diversificării familiei de calculatoare electronice Felix : C-32, C-256, C-512/1 024. Astfel, pentru calculatoarele de capacitate mică s-au realizat o serie de echipamente periferice, dintre care unitatea de discuri magnetice de 29 MO, unitatea de bandă magnetică de 75 in/s. Pentru calculatoarele de capacitate medie se realizează în țară, printre altele,

imprimante cu viteza de 400 lin/min, cititoare optice de cartele cu viteza de 300 cartele/min, unități de discuri magnetice de 58 MO, display-uri DAF etc. Pentru calculatoarele de capacitate medie-mare, care necesită periferice cu caracteristici superioare, se realizează imprimante de 900 lin/min, deruloare de bandă magnetică cu viteză mare de transfer a datelor, cititoare de cartele de 800 cartele/min. Cea mai nouă realizare a tehnicii de calcul românești, minicalculatorul „Independent I-100”, necesită echipamente periferice specifice, dintre care memoriile de mică capacitate pe suport magnetic se asimilează în fabricație.

Dezvoltarea continuă a sistemelor de calcul în țara noastră apare indisolubil legată de problema conceperii și realizării de echipamente periferice cu viteză de transfer a datelor, capacitatea de stocare, timpul de acces și costul pe bit înregistrat adecvate tipului de sistem utilizat, situând industria noastră de tehnică de calcul la nivelul de vîrf al tehnicii mondiale.

Bibliografie

- [1] Louis Wolin. Procedure evaluate computers for scientific applications. În : Computer design nr. 11, noiembrie 1976.
- [2] * * * Data processing technology in 1980 - 85 - Statconsult A.B. Solna, Suedia, 1974.
- [3] Sidney Davis : A fresh view of mini-and microcomputers. Computer Design, nr. 5, mai 1974.
- [4] Bruce Manildi : Inexpensive digital storage media. În : Electronic design nr. 25, decembrie 1976.
- [5] Sidney Davis : Update on magnetic tape memories. În : Computer design, nr. 8, august 1974.
- [6] Sidney Davis : Disc storage for minicomputers applications. În : Computer design, nr. 6, iunie 1973.

5. Concluzii

Criteriile de selecție prezentate, caracterizând exact performanțele tehnico-economice ale echipamentelor periferice, în anumite cazuri, o configurație de înregistrare specifică poate modifica unul din parametrii, criteriul respectiv devenind ambiguu. Astfel, în funcție de formatul înregistrării, criteriile vitezei de transfer și a capacității de stocare pot avea semnificații diferite în cazul benzilor magnetice. Viteza de transfer efectivă și capacitatea reală a rolei se obțin înmulțind viteza de derulare, respectiv lungimea benzii, cu factorii corespunzători combinațiilor de format și lungimi de blocuri de date, prezentați în tabelul 3.

La estimarea cantitativă s-a considerat valoarea medie ale parametrilor, calitativ criteriile reprezentând o opțiune formată pentru un anumit nivel de performanță. Această

regulă de lucru în start/stop, deși este cea mai bună din punct de vedere al costului, are unele inconveniente datorate unui scurt contact între cap și disc pot distruge mediul magnetic. În

1070 100-21

1070 100-21